N° d'ordre 70 Année 1979

# THÈSE

présentée à

L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

en vue de l'obtention

du Diplôme de Docteur-Ingénieur
Mention Electrotechnique

par


## Maria PIETRZAK épouse DAVID

Ingénieur de l'Ecole Polytechnique de Gdansk - Pologne


---

# Etude et réalisation par techniques numériques de commandes du convertisseur statique alimentant en courant une machine asynchrone. Détermination d'une régulation avec compensation par retour d'état

soutenue le 15 novembre 1979 devant le Jury composé de

| | | |
|---|---|---|
| MM. | MARTY | Président |
| | DE FORNEL | Examinateurs |
| | GAUVRIT | |
| | MAIZIERES | |
| | PIRON | |
| | SURCHAMP | |
| | TRANNOY | |

N° d'ordre 70

Année 1979

# THÈSE

présentée à

L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

en vue de l'obtention

du Diplôme de Docteur-Ingénieur
Mention Electrotechnique

par


## Maria PIETRZAK épouse DAVID

Ingénieur de l'Ecole Polytechnique de Gdansk - Pologne


---

## Etude et réalisation par techniques numériques de commandes du convertisseur statique alimentant en courant une machine asynchrone. Détermination d'une régulation avec compensation par retour d'état

soutenue le 15 novembre 1979 devant le Jury composé de

MM. MARTY — Président

DE FORNEL
GAUVRIT
MAIZIERES
PIRON
SURCHAMP
TRANNOY

— Examinateurs

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

# INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

## PRESIDENT D'HONNEUR

M. le Professeur ESCANDE
Membre de l'Institut

## PRESIDENT

M. le Professeur MONTEL

## VICE-PRESIDENTS

| | |
|---|---|
| M. MARTY | Professeur |
| M. ENJALBERT | Professeur sans chaire |
| M. CONSTANT | Maître de Conférences |
| M. ANDRE | Maître Assistant |

| | |
|---|---|
| Directeur de l'E.N.S.A.T. | Monsieur le Professeur RAYNAUD |
| Directeur de l'E.N.S.C.T. | Monsieur le Professeur VOIGT |
| Directeur de l'E.N.S.E.E.I.H.T. | Monsieur le Professeur NOUGARO |
| Directeur de l'I.G.C. | Monsieur le Professeur GARDY |

## SECRETAIRE GENERAL

M. CRAMPES

---

## PROFESSEURS HONORAIRES

M. ESCANDE - Membre de l'Institut
M. DIEHL
M. DUPIN

## PROFESSEURS

| | |
|---|---|
| M. ANGELINO | Génie Chimique |
| M. BUGAREL | Génie Chimique |
| M. DAT | Mécanique |
| M. GARDY | Génie Chimique |
| M. GRUAT | Mécanique |
| M. HOFFMANN | Electronique, Electrotechnique, Automatique |
| M. MARTY | Electronique, Electrotechnique, Automatique |
| M. MONTEL | Chimie Appliquée et Chimie des matériaux |
| M. NOUGARO | Mécanique |
| M. THIRRIOT | Mécanique |
| M. VOIGT | Chimie Minérale |

.../.

PROFESSEURS SANS CHAIRE

| | | |
|---|---|---|
| Melle | BERDUCOU | Biologie et Biochimie Appliquées, Sciences Agronomiques |
| M. | CALMON | Biologie et Biochimie Appliquées, Sciences Agronomiques |
| M. | DABOSI | Chimie Appliquée et Chimie des Matériaux |
| M. | ENJALBERT | Génie Chimique |
| M. | FABRE | Mécanique |
| M. | FALLOT | Biologie et Biochimie Appliquées, Sciences Agronomiques |
| M. | GILOT | Chimie Appliquée et Chimie des Matériaux |
| M. | LEFEUVRE | Electronique, Electrotechnique, Automatique |
| M. | MATHIEU | Chimie Analytique Appliquée et Chimie des Matériaux |
| M. | TRANNOY | Electronique, Electrotechnique, Automatique |
| M. | TRUCHASSON | Mécanique |

MAITRES DE CONFERENCES

| | | |
|---|---|---|
| M. | ALBERTINI | Sciences Agronomiques |
| M. | BAJON | Electronique, Electrotechnique, Automatique |
| M. | BAUDRAND | Electronique, Electrotechnique, Automatique |
| M. | BOURGEAT | Minéralogie, Géochimie, Pétrographie et Géologie Appliqué |
| M. | BRUEL | Informatique fondamentale et appliquée |
| M. | BUIS | Biologie et Physiologie végétale |
| M. | CANDAU | Biologie et Biochimie Appliquée, Sciences Agronomiques |
| M. | CONSTANT | Chimie minérale |
| M. | COSTES | Electronique, Electrotechnique, Automatique |
| M. | COUDERC | Génie Chimique |
| M. | ECOCHARD | Biologie et Biochimie Appliquée, Sciences Agronomiques |
| M. | FOCH | Electronique, Electrotechnique, Automatique |
| M. | GASET | Chimie Organique Appliquée et Chimie des Matériaux |
| M. | GOURDENNE | Chimie Physique |
| M. | LABAT | Biologie et Biochimie Appliquée, Sciences Agronomiques |
| M. | LENZI | Chimie APpliquée et Chimie des Matériaux |
| M. | MASBERNAT | Mécanique |
| M. | MATHEAU | Electronique, Electrotechnique, Automatique |
| M. | MORELIERE | Electronique, Electrotechnique, Automatique |
| M. | TERRON | Zoologie et Ecologie |

Liste établie le 24 janvier 1979

# - AVANT - PROPOS -

Le travail que nous présentons dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique et d'Hydraulique de Toulouse que dirige Monsieur le Professeur TRANNOY.

Nous tenons tout particulièrement à remercier :

- Monsieur MARTY, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Responsable de la Filière Electrotechnique de l'ENSEEIHT qui nous a accueilli au LEEI et qui a accepté la présidence de notre jury de thèse.

- Monsieur TRANNOY, Professeur à l'institut National Polytechnique de Toulouse, Directeur du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle membre du jury de soutenance, pour les conseils et suggestions qu'il nous a donnés. Nous lui sommes reconnaissant de sa grande disponibilité malgré les lourdes tâches qu'il a à assurer.

- Monsieur DE FORNEL, Maître-Assistant à l'Institut National Polytechnique de Toulouse, membre du jury et rapporteur qui a guidé notre travail. Il nous est difficile d'exprimer ici en quelques mots tout ce que nous lui devons ; mais nous lui témoignons notre reconnaissance et notre admiration pour ses compétences, ses conseils et suggestions et pour son sens humain.

- Monsieur MAIZIERES, Professeur à l'Université de Lille, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à notre travail en participant à notre jury de thèse.

- Monsieur GAUVRIT, Responsable de Recherche au Département d'Etudes et de Recherches Automiques du C.E.R.T. pour l'aide et les conseils qu'il nous a apportés tout au long de notre étude.

- Monsieur SURCHAMP, Directeur de Recherche au Centre National de la Recherche Scientifique, membre du jury de soutenance, pour l'intérêt constant qu'il a porté à notre travail et d'avoir accepté de participer au jury de thèse.

- Monsieur PIRON, Directeur des Etudes et Développement à la Société Ruggieri qui nous honore de sa présence parmi les membres du jury.

- Monsieur HAPIOT, Assistant à l'Institut National Polytechnique de Toulouse, pour l'attention et l'aide constante qu'il nous a manifestées, pour réaliser la partie expérimentale de notre étude.

Nous tenons à remercier également Madame PIONNIE, Madame GIRAUD, Madame ESCAIG, Monsieur et Madame BERNARD, pour l'aide qu'ils nous ont apportée lors de la réalisation matérielle de ce mémoire.

Nous voudrions enfin remercier tous ceux qui au LEEI nous ont aidé par leurs conseils et suggestions à mener à bien notre travail.

- S O M M A I R E -

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I : REALISATION D'UNE SOURCE DE COURANT ALIMENTANT UNE MACHINE ASYNCHRONE AUTOPILOTEE

I-1 Introduction
I-2 Description de la source de courant
I-3 Pont de Graëtz - Généralités
I-4 Système d'amorçage des thyristors en logique câblée
I-5 Mesure du courant
I-6 Rôle du minicalculateur PDP - 8/L dans la régulation

I-6-1 Introduction
I-6-2 Minicalculateur PDP - 8/L
I-6-3 Programmation

I-7 Conclusions

CHAPITRE II : IDENTIFICATION DU PROCESSUS

II-1 Introduction
II-2 Machine asynchrone autopilotée alimentée en courant vue par le redresseur comme une charge complexe.

II-2-1 Détermination de la charge
II-2-2 Mise en équation de l'ensemble "commutateur-machine asynchrone"
II-2-3 Détermination de la fonction de transfert de la charge
II-2-4 Transformée de Laplace du courant fourni à la charge

II-3 Détermination de la dynamique du système en boucle ouverte - Méthode de la répartition des pôles.

II-3-1 Fonction de transfert du système en boucle ouverte

II-3-2 Répartition des pôles du système en boucle ouverte

II-3-3 Répartition des zéros

II-3-4 Conclusions

II-4 Réponse indicielle du système en boucle ouverte

II-4-1 Réponse indicielle du système considéré comme linéaire en boucle ouverte

II-4-2 Réponse indicielle du système en boucle ouverte en tenant compte de l'équation mécanique

II-5 Conclusion

CHAPITRE III SYSTEME EN BOUCLE FERMEE - STRATEGIE DE LA REGULATION DE COURANT

III-1 Introduction

III-2 Régulation imposée

III-2-1 Fonction de transfert du système en boucle fermée

III-2-2 Critères de régulation

III-3 Choix de l'algorithme de la régulation

III-3-1 Réseau correcteur proportionnel-intégral

III-3-1-1 Recherche des paramètres du réseau correcteur Kp et Ki

III-3-1-2 Etude de la réponse du système asservi à un échelon de perturbation

III-3-1-3 Conclusions

III-3-2 Réseau correcteur échantillonné appliqué dans le système asservi

III-3-2-1 Réponse du système asservi à un échelon de perturbation

III-3-3 Comparaison des réseaux correcteurs PI et échantillonné

III-4 Réalisation des algorithmes de la régulation sur le PDP-8/L

III-4-1 Réseau correcteur proportionnel-intégral réalisé à l'aide du PDP-8/L

III-4-1-1 Algorithme

III-4-1-2 Mise en oeuvre du programme réalisé sur le PDP-8/L

III-4-2 Réseau correcteur échantillonné réalisé sur le PDP-8/L

III-4-2-1 Algorithme

III-4-2-2 Mise en oeuvre du programme de la régulation

III-5 Résultats expérimentaux

III-5-1 Réseau correcteur proportionnel-intégral réalisé numériquement

III-5-2 Réseau correcteur échantillonné

III-6 Conclusions

CHAPITRE IV : COMPENSATION PAR RETOUR D'ETAT

IV-1 Introduction

IV-2 Compensation par retour d'état - principes

IV-2-1 Généralités

IV-2-2 Système mono-entrée

IV-2-2-1 Matrice de transformation

IV-2-2-2 Compensateur

IV-2-2-3 Vérification de la gouvernabilité du système

IV-3 Compensation par réaction d'état utilisée dans la boucle de courant du système : redresseur-commutateur-machine asynchrone autopilotée

IV-3-1 Hypothèses

IV-3-2 Modèle mathématique du système en boucle ouverte

IV-3-3 Détermination des matrices

IV-3-4 Matrice de transformation M

IV-3-5 Détermination du compensateur K

IV-3-6 Conditions initiales

IV-3-7 Conditions finales

IV-3-8 Réponse du système compensé à un échelon de la consigne-régime transitoire

IV-3-9 Conclusions

IV-4 Observateur

IV-4-1 Généralités

IV-4-2 Observateur de degré "n" associé à un système mono-dimensionnel

IV-4-3 Matrice de transformation M

IV-5 Détermination de l'observateur associé au système "redresseur-commutateur-machine asynchrone"

IV-5-1 Matrice de transformation M'

IV-5-2 Choix de l'observateur

IV-5-3 Conditions initiales et finales

IV-5-4 Vérification de l'observabilité

IV-5-5 Reconstitution des états par l'observateur

IV-6 Introduction de l'observateur dans la chaîne de commande

IV-6-1 Compensateur K

IV-6-2 Résultats obtenus de la simulation du système compensé à partir des états reconstitués.

IV-7 Compensation du système avec la participation de l'écart du courant

IV-7-1 Mise en équations

IV-7-2 Mise en oeuvre du programme

IV-7-3 Organigramme du programme global

IV-7-4 Résultats

IV-7-5 Prise en compte de l'équation numérique

IV-7-6 Conclusions

CONCLUSION GENERALE

ANNEXES

ANNEXE 1 : Caractéristiques de la machine

ANNEXE 2 : Programmes élaborés sur le PDP-8/L

BIBLIOGRAPHIE

# - I N T R O D U C T I O N  G E N E R A L E -

# - INTRODUCTION GENERALE -

Les variateurs de vitesse utilisant des machines à courant alternatif associés à des convertisseurs statiques ont des domaines d'application de plus en plus importants.

Ces systèmes doivent posséder en général de hautes performances et nécessitent donc des régulations rapides et précises. On peut classer ces systèmes en deux catégories caractérisées par leur mode d'alimentation : en courant ou en tension. Dans ce travail nous nous intéressons à la machine asynchrone alimentée en courant.

De nombreux travaux ont été réalisés dans ce domaine tant au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de Toulouse [1], [2], [3] que dans d'autres laboratoires universitaires ou industriels [8], [11], [12].

L'alimentation en courant de la machne asynchrone est constituée de deux convertisseurs statiques : un redresseur contrôlé régulé en courant et un commutateur dont le rôle est d'aiguiller le courant dans les enroulements de la machine.

Notre travail concerne spécialement l'étude de la source de courant et réalisation de sa commande et de sa régulation par des méthodes numériques.

De nombreuses études ont été faites jusqu'à ce jour sur la régulation de courant d'un redresseur contrôlé [5], [6], [7], [8], [9], [10]. Plusiers d'entre elles ont pris en compte le caractère échantillonné, non linéaire du redresseur mais en considérant une charge simple. Des recherches de régulation autoadaptative ont été faites également à l'aide de microprocesseur pour des charge de type RLE [11], [12].

Dans ce mémoire nous étudions la source de courant d'une machine asynchrone utilisée en variteur de vitesse. Nous proposons une commande numérique de cette source ainsi que la recherche d'une régulation de courant à l'aide d'un minicalculateur.

Dans le premier chapitre de ce mémoire nous étudions et réalisons une commande numérique du pont redresseur controlé. A partir de l'information fournie par le calculateur ( sortie de la régulation ), un circuit en logique câblée délivre les impulsions nécessaires à la commande du redresseur.

Le deuxième chapitre est consacré à la caractérisation du processus sur lequel est branchée la source de corant. Il est constitué de l'impedance continue, du commutateur et de la machine asynchrone. Ce système est non linéaire sauf si on fige la vitesse. Dans cette condition on définit une fonction de transfert du système entre valeurs moyennes des grandeurs. Pour la répartition des pôles dans le plan complexe et des relevés de réponse indicielle le comportement du système en boucle ouverte dans les différents domaines de fonctionnement a été mis en évidence.

Dans le troisième chapitre nous étudions des régulateurs classiques de type proportionnel-intégral et de type échantillonné. A partir de critères de qualité de la réponse en courant nous définissons les caractéristiques de ces régulateurs. Nous mettons en évidence par la simulation numérique les performances théoriques du système ainsi régulé en corant.

Dans la dernière partie de ce chapitre nous réalisons l'implantation de ces régulateurs dans un minicalculateur et présentons les résultats obtenus sur le montage expérimental relatifs à plusieurs régimes transitoires.

Enfin le quatrième chapitre de notre travail est consacré à l'étude d'une régulation autoadaptative basée sur le principe de compensation par retour d'état. A notre connaissance ceci constitue la première application de cette technique dans le domaine de l'électrotechnique. Dans ce chapitre nous calculons les gains du compensateur, nous définissons une structure d'un observateur des états du système et déterminons les caractéristiques du régulateur du système ainsi compensé.Des simulation numériques des régimes transitoires de ce processus ainsi compensé et régulé montrent son comportement. Il convient de noter qu'en raison de la non linéarité du système le compensateur possède des gains variable suivant le point de fonctionnement de manière à imposer la dynamique du système dans tout le domaine de fonctionnement.

# CHAPITRE I

## REALISATION D'UNE SOURCE DE COURANT ALIMENTANT UNE MACHINE ASYNCHRONE AUTOPILOTEE

## I-1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous présentons la réalisation de la source de courant qui alimente la machine asynchrone autopilotée (FIG. I-1).

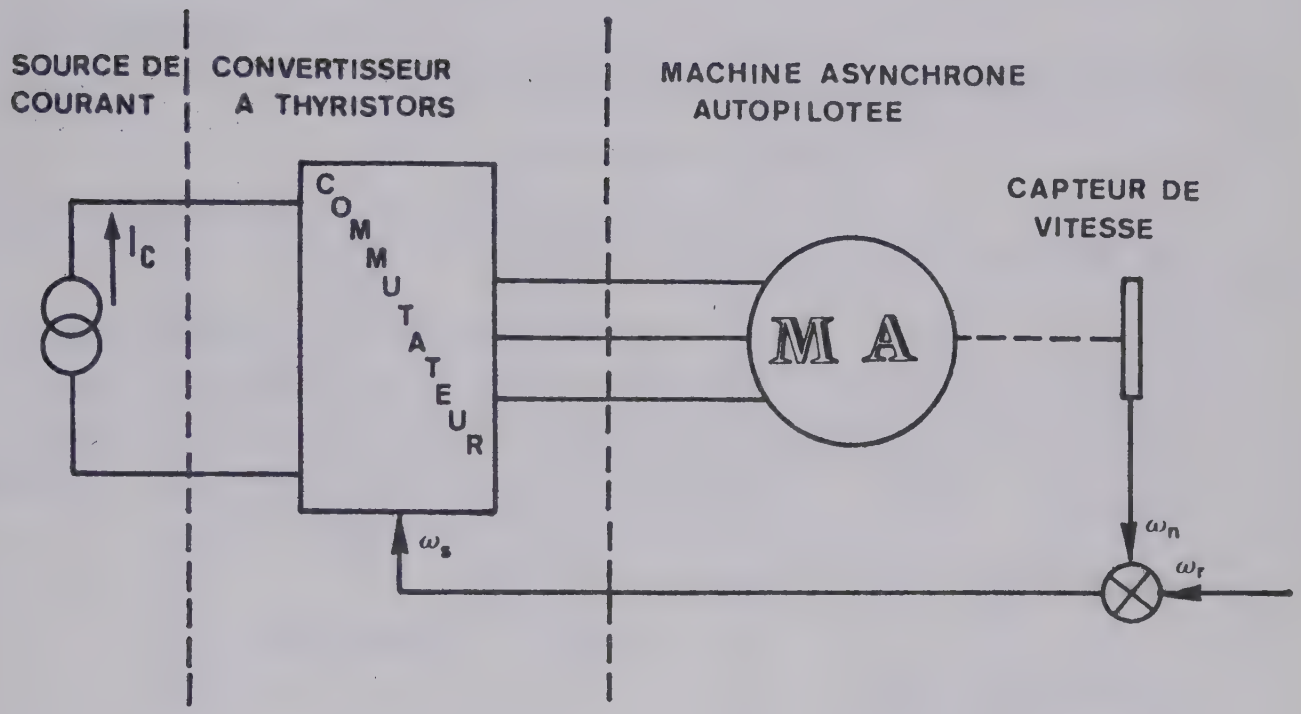


FIG. I-1 Schéma global du système

La source de courant est constituée d'un redresseur triphasé en pont régulé en courant. La commande des thyristors du pont et la régulation de courant ont été réalisées à l'aide des techniques numériques. Nous avons réservé la réalisation des fonctions systèmatiques (amorçage des thyristors) à la logique câblée, logique programmée (menée au micro-calculateur) assurant la gestion de l'ensemble et la régulation de courant.

Après avoir rappeler le principe de fonctionnement du redresseur nous présentons une réalisation de cette commande.

## II-2 DESCRIPTION DE LA SOURCE DE COURANT

La source de courant se compose :

- d'un redresseur triphasé à thyristors (pont de Graëtz) alimenté à partir du réseau triphasé sinusoïdal, et de sa commande ;

- du circuit de lissage jouant le rôle d'un tampon entre le redresseur et le commutateur (inductance) ;

- d'un capteur de courant ;

- d'un dispositif de régulation de courant (réseau-correcteur ou compensateur + observateur).

Dans le cas où la charge vue du côté de la source est très complexe (commutateur - machine asynchrone), il est nécessaire d'assurer le fonctionnement correct de la source de courant dans tous les régimes de travail. La figure I-2 présente avec plus de détails la source de courant réglable.

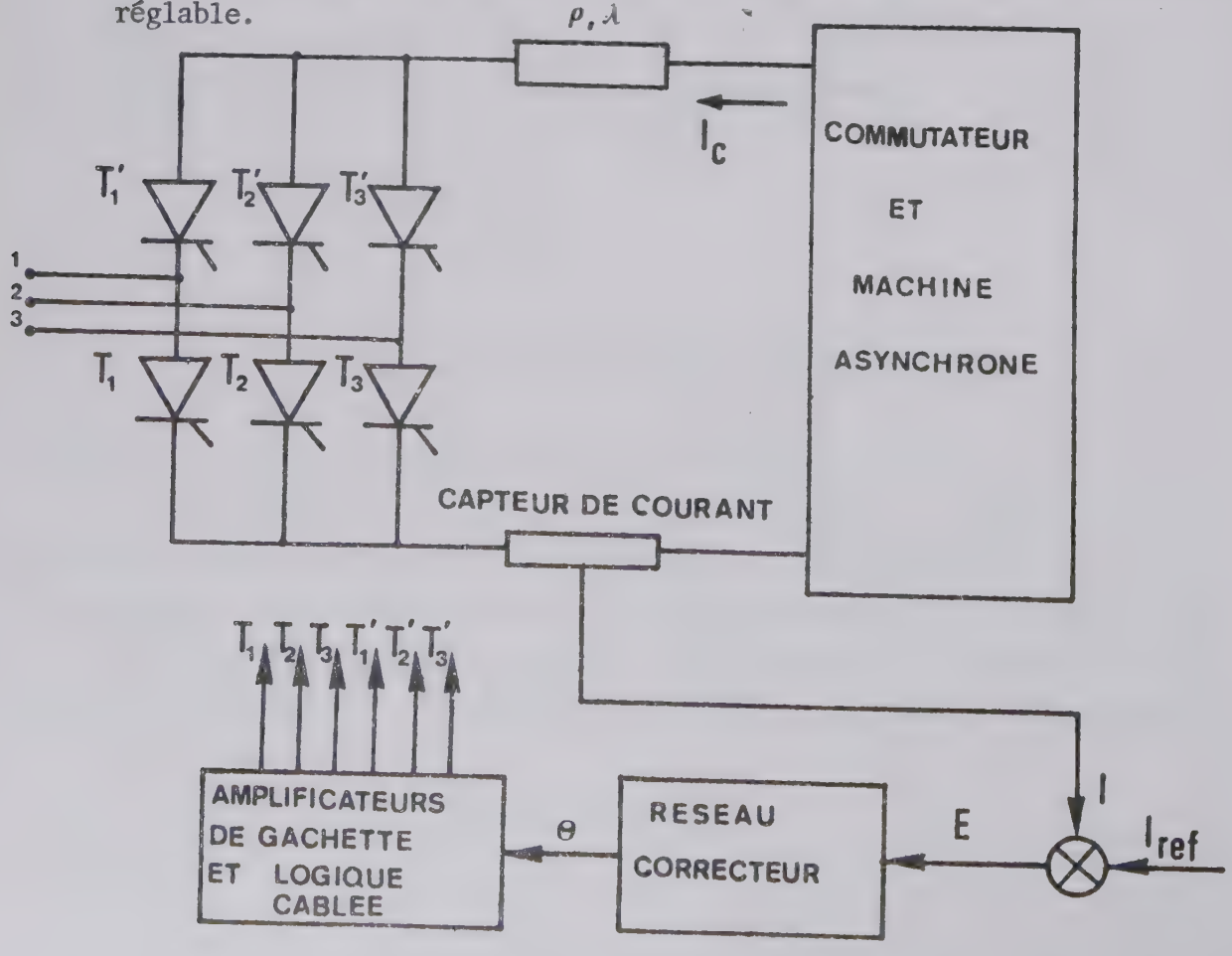


FIG. I-2 Source de courant réglable

## I-3 PONT DE GRAETZ - GENERALITES

Dans ce paragraphe nous rappelons les généralités du fonctionnement du pont de Graëtz. Ce dispositif étant bien analysé et décrit [4][5][8] nous nous sommes particulièrement intéressés à l'étude de son fonctionnement lié au caractère de la charge et à la commande des thyristors à l'aide des techniques numériques. Son schéma général est donné dans la figure I-3.

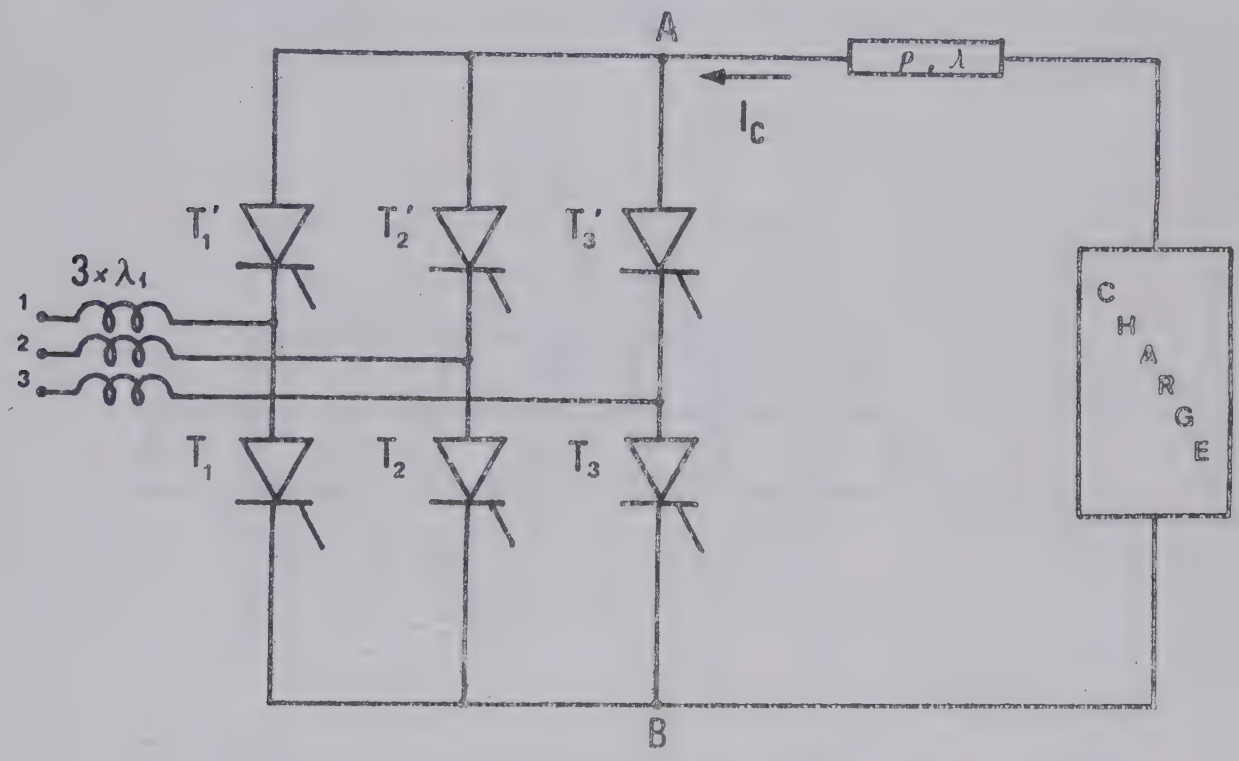


FIG. I-3 Pont de Graëtz triphasé

Le côté alternatif est alimenté par le réseau sinusoïdal triphasé à travers trois inductances identiques $\lambda_1$ pour réduire les perturbations des signaux du réseau créées par les commutations du redresseur.

A la sortie du pont de Graëtz l'inductance de lissage réduit les ondulations du courant redressé. Nous présentons sur la figure I-3, la charge comme une "boîte noire" et pour l'instant nous n'analysons pas sa structure. Il est bien évident que les paramètres de la charge jouent un

rôle important dans son fonctionnement et ce sont eux qui décident de ses caractéristiques. Dans notre étude la charge est composée du commutateur à thyristors et de la machine asynchrone.

Pour que le fonctionnement d'un pont soit réalisé correctement il faut :

- respecter l'ordre de succession des phases côté alternatif
- amorcer les six thyristors de telle façon qu'on ne trouve qu'une paire de thyristors amorcés suivant l'ordre présenté sur les figures I-4 et I-5.

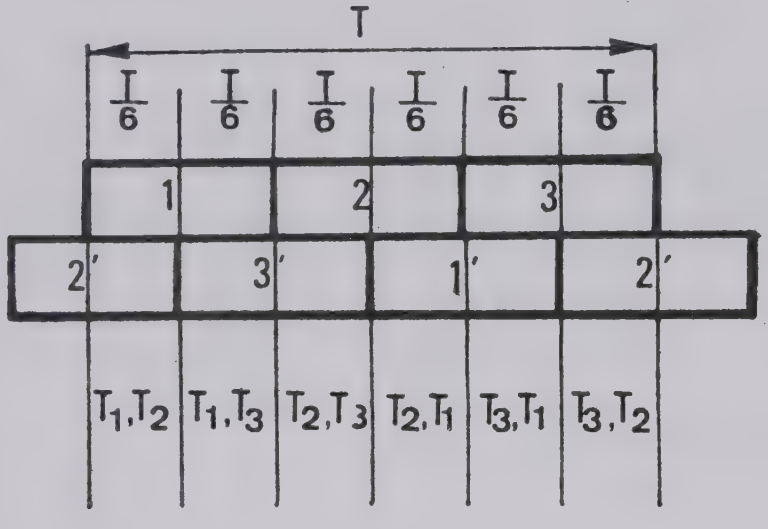


FIG. I-4 Séquence d'amorçage des thyristors

Nous voyons que l'amorçage de thyristors se fait séquentiellement et tous les sixième de période nous avons deux thyristors à l'état conducteur. Nous considérons dans la suite que le redresseur fonctionne en conduction continue et qu'il ne présente pas d'empiètement de commutation ce qui est le cas de pratiquement tous les fonctionnements avec la charge considérée (commutateur + machine asynchrone).

Dans le régime de conduction continue la tension redressée est formée d'une série d'arcs de sinusoïdes identiques déphasées de $\frac{2\pi}{m}$. La valeur moyenne de la tension redressée à vide est :

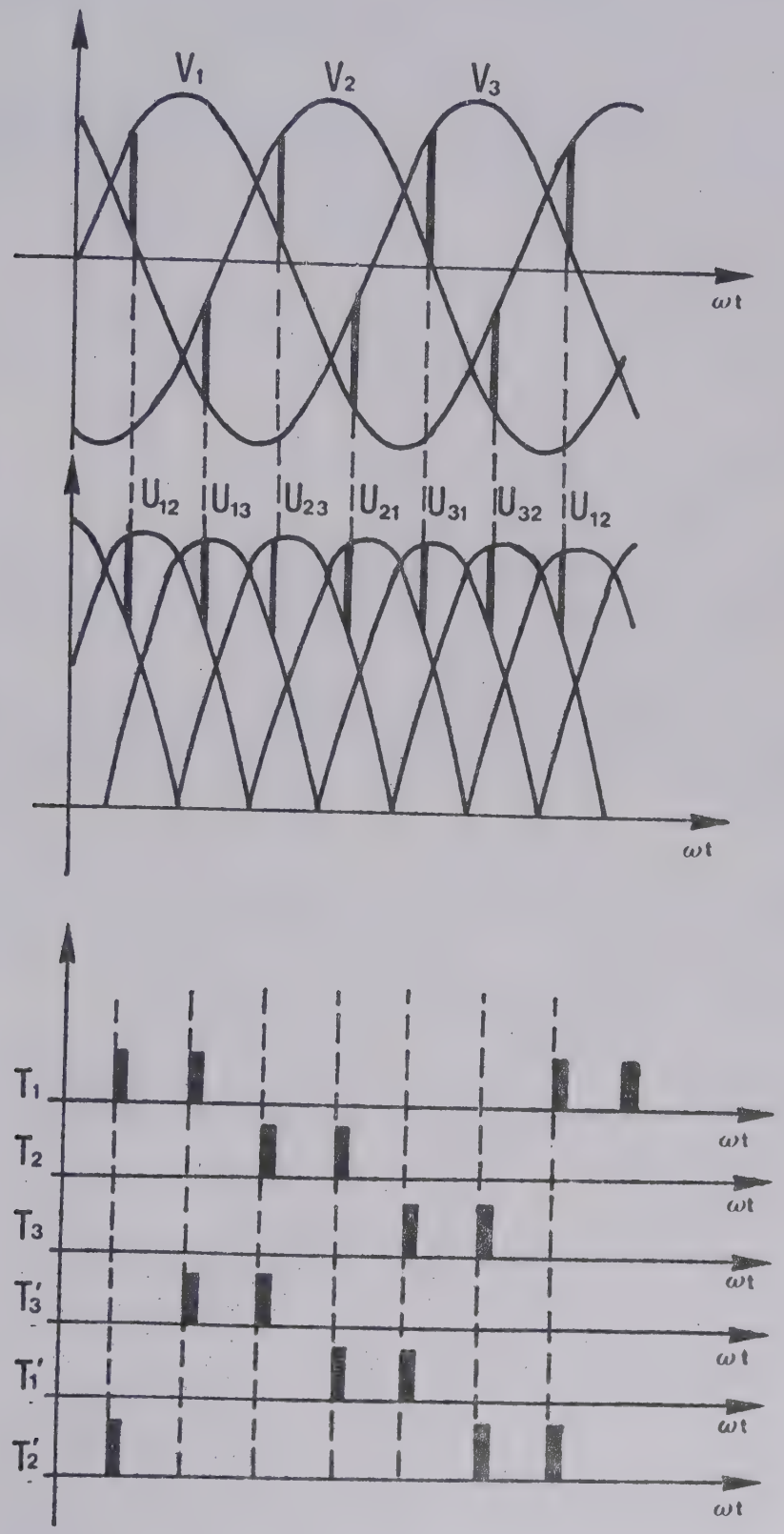


FIG. I-5 Impulsions d'amorçage des thyristors

$$V_{o\,moy} = 2\frac{mV}{\pi}\sin\frac{\pi}{m}\cos\theta \qquad (I-1)$$

$m$ - représentant le nombre de phases du pont de Graëtz
et $\theta$ - l'angle d'amorçage contrôlé.

En imposant $\theta = 0$ correspondant au redressement en commutation naturelle, la valeur moyenne de la tension a la valeur maximale suivante :

$$V_{OM} = 2\frac{mV}{\pi}\sin\frac{\pi}{m} \qquad m=3 \qquad (I-2)$$

Cette expression est valable dans le cas d'un fonctionnement à vide du redresseur (c'est-à-dire en négligeant les commutations). La valeur moyenne de la tension redressée devient :

$$V_{o\,moy} = V_{OM}\cos\theta \qquad (I-3)$$

En faisant varier $\theta$ entre $0$ et $\frac{\pi}{2}$ nous obtenons les variations de la tension moyenne de sa valeur maximale à zéro.

Nous avons donc une méthode très souple de réglage d'une tension continue (valeur moyenne) à partir du réglage de l'angle d'amorçage.

Dans cette étude nous nous sommes concentrés sur le problème concernant le courant fourni par le redresseur dans le cas d'un fonctionnement en charge.

## I-4 SYSTEME D'AMORCAGE DES THYRISTORS EN LOGIQUE CABLEE

Nous avons choisi de réaliser le dispositif d'amorçage des thyristors à l'aide des techniques numériques. Le fonctionnement en "tout ou rien" du thyristor correspond bien au choix de ces techniques qui conversent en langage binaire. Ce dispositif n'étant destiné qu'à générer des impulsions nous l'avons réalisé en logique câblée. Le schéma global de cette commande est donné sur la figure I-6.

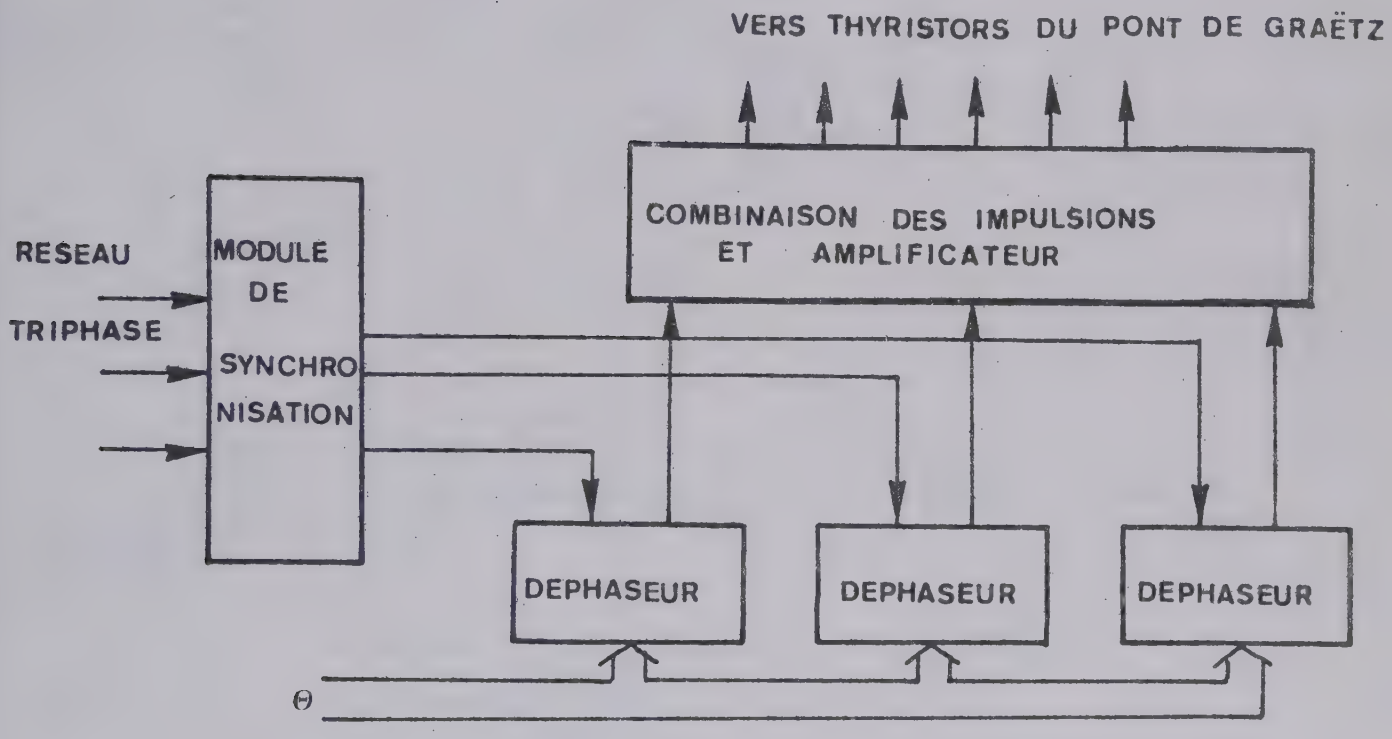


FIG. I-6 Dispositif d'amorçage des thyristors

Pour que les impulsions permettent un fonctionnement correct du redresseur, nous avons prévu un système de synchronisation lié au réseau triphasé d'alimentation (FIG. I-7 - un circuit de synchronisation par phase).

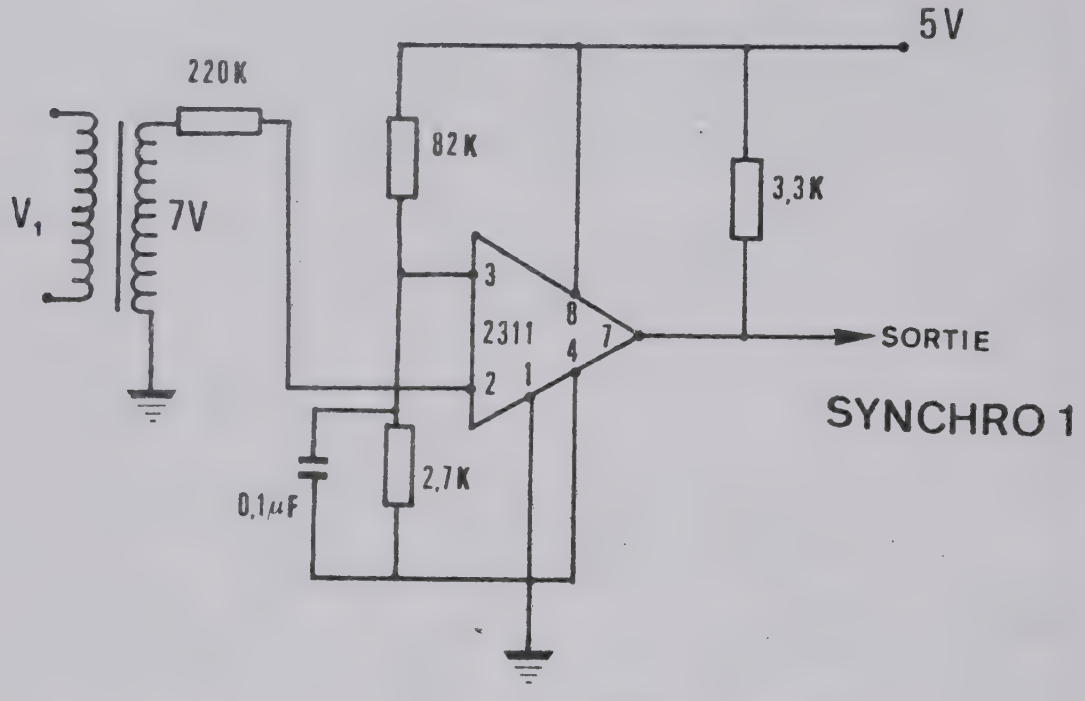


FIG. I-7 Circuit de synchronisation

A la sortie de chaque voie nous disposons d'un signal rectangulaire synchronisé avec la demie sinusoïde positive du réseau (FIG. I-8)

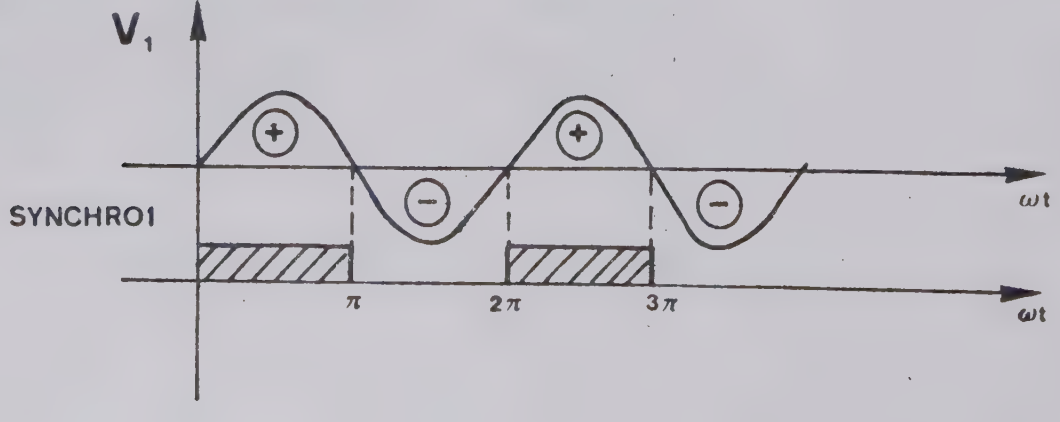


FIG. I-8 Signal de synchronisation "SYNCHRO"

Dans ce domaine nous ne montrerons qu'une seule voie de commande réalisée en logique câblée, les deux autres étant identiques.

Le déphaseur a pour but de générer une impulsion déphasée d'un angle $\Theta$ par rapport au zéro de la sinusoïde. Cet angle $\Theta$ est issu du calculateur qui assure la régulation de courant. Il est donné sous la forme d'un mot de 8 bits donnant ainsi une résolution de 0,7° sur la valeur de $\Theta$ (résolution = $\frac{180°}{256}$).

Le schéma complet d'un de ces déphaseurs est présenté sur la figure I-9.

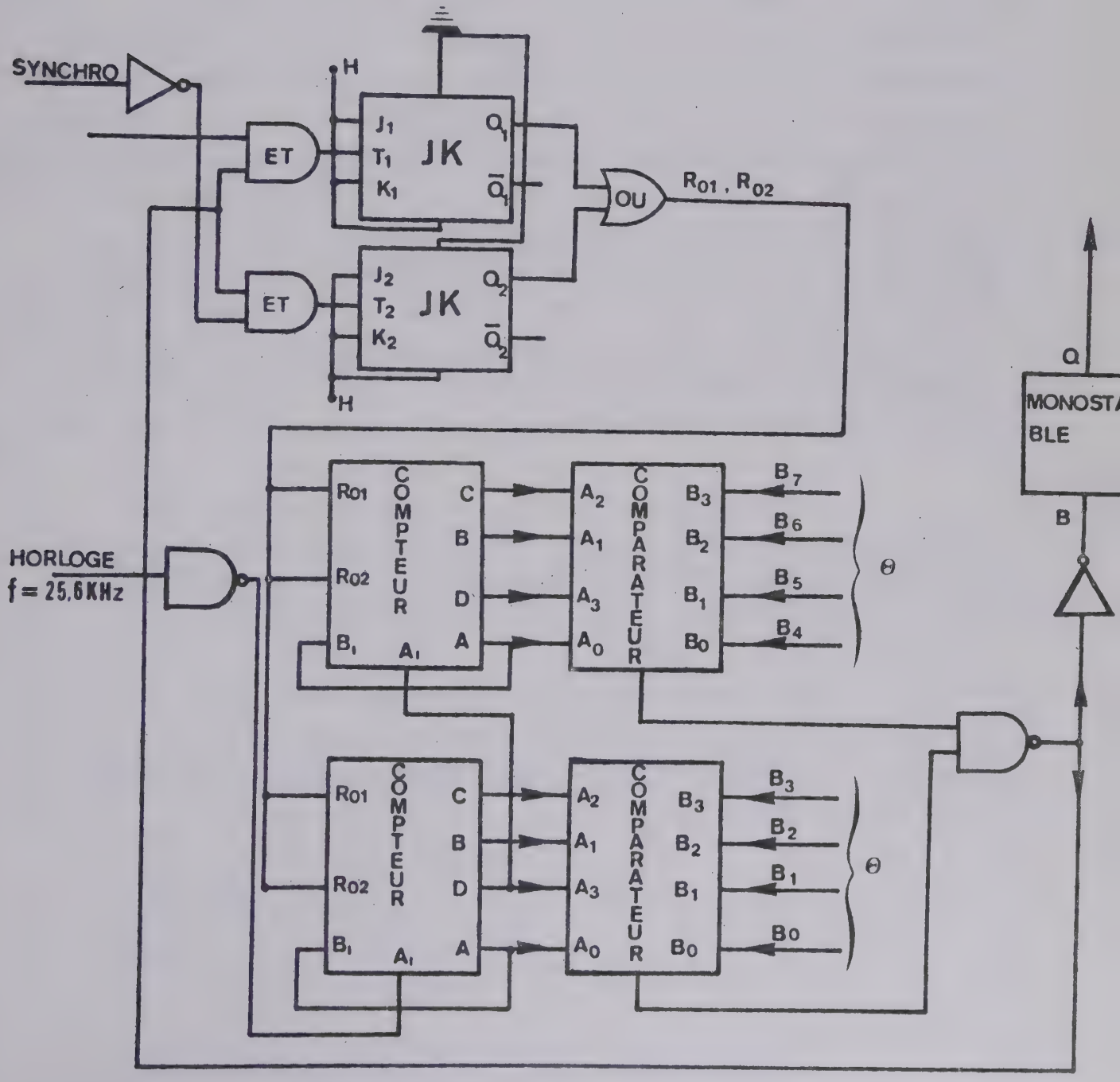


FIG.I-9 Schéma d'une voie de commande

L'horloge de base a une fréquence imposée par le système, en effet, durant la demie-période du reseau, le compteur partant de la valeur zéro doit arriver au maximum à la valeur 256 ( $2^8$ ).

$$f_H = \frac{2^8}{10 \cdot 10^{-3}} = 25,6 \text{ kHz}$$

Il est à remarquer que la fréquence d'oscillation doit être extrêmement stable puisque c'est elle qui décide de la précision d'amorçage des thyristors.

La génération des impulsions est montrée à l'aide des diagrammes temporels(FIG. I-10). Les impulsions partant de l'horloge sont envoyées à l'entrée $A_i$ du compteur (FIG. I-9) qui compte quand les entrées de remise à zéro( $R_{10}$ et $R_{20}$) sont dans l'état bas (" 0 "logique). Le résultat obtenu à la sortie du compteur représente à chaque instant un angle d'amorçage $\Theta$ . L'angle d'amorçage $\Theta$ est donné suivant le code binaire naturel. L'état de la sortie du compteur est envoyé aux entrées $\mathbb{A}$ ($A_0A_1A_2A_3A_4A_5A_6A_7$) du comparateur et comparé avec l'état des entrées $\mathbb{B}$ ($B_0B_1B_2B_3B_4B_5B_6B_7$) venant du PDP-8/L (angle $\Theta$ ). Au moment de l'égalité (mot $\mathbb{A}$ =mot $\mathbb{B}$ ) la sortie du comparateur passe de "1" à "0" provoquant la génération de l'impulsion d'amorçage (FIG. I-9 et I-10) et la remise à zéro du compteur,i.e. les entrées $R_{10}$ et $R_{20}$ sont dans l'état haut "1"logique.

Les impulsions générées par les monostables sont ensuite combinées,comme nous l'avons montré sur les figures I-11 et I-12,avec les signaux SYNCHRO et $\overline{\text{SYNCHRO}}$ pour qu'on puisse réaliser la succession d'impulsions désirée (FIG. I-5). Cela est le rôle du module de combinaison.

Il est bien évident que la puissance développée par un circuit TTL est insuffisante pour amorcer directement les thyristors. Les impulsions fournies par la logique cablée sont amplifiées en courant par un circuit montré sur la figure I-13.

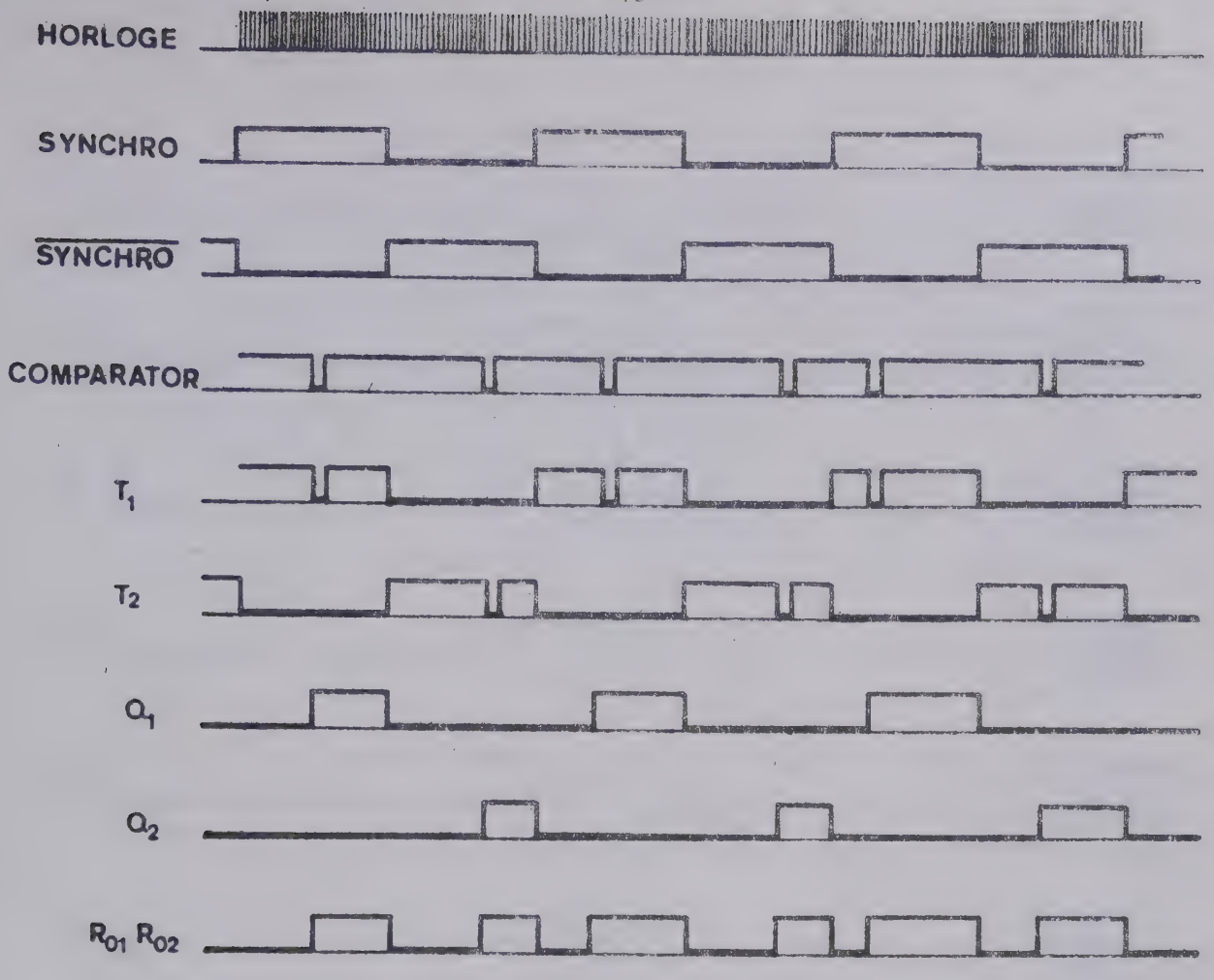


FIG. I-10 Diagramme temporel-génération des impulsions d'amorçage

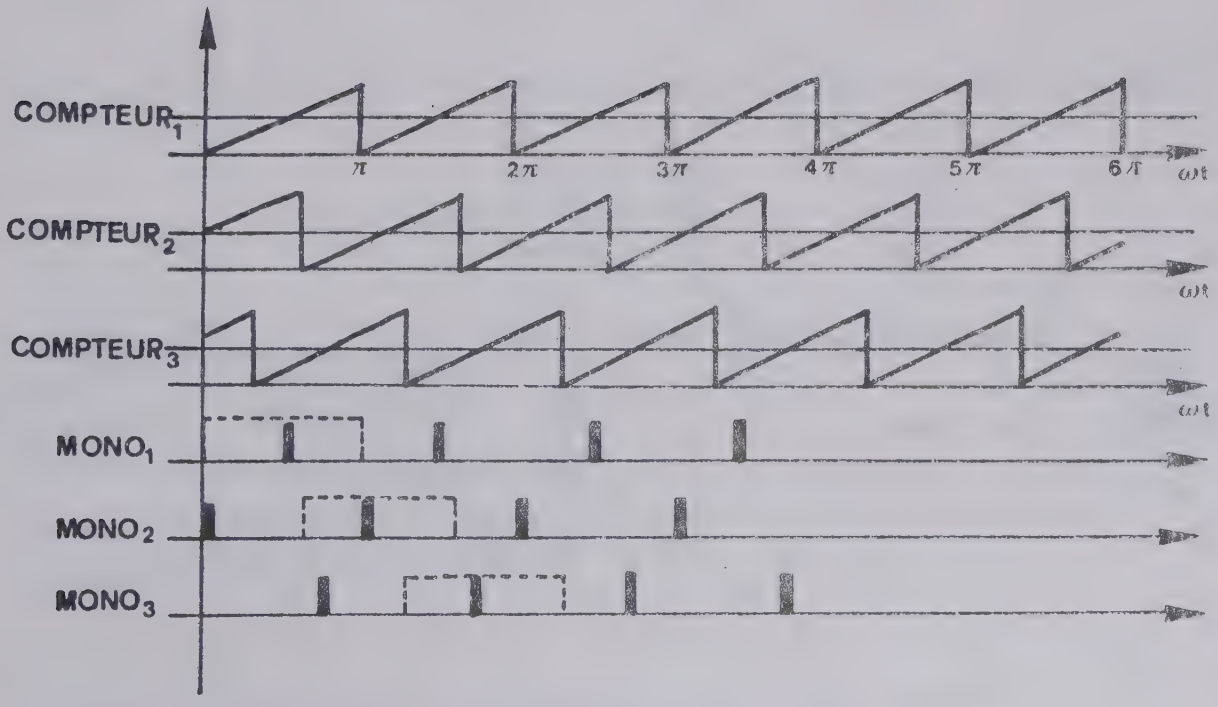


FIG. I-11 Principe de la détermination de l'angle

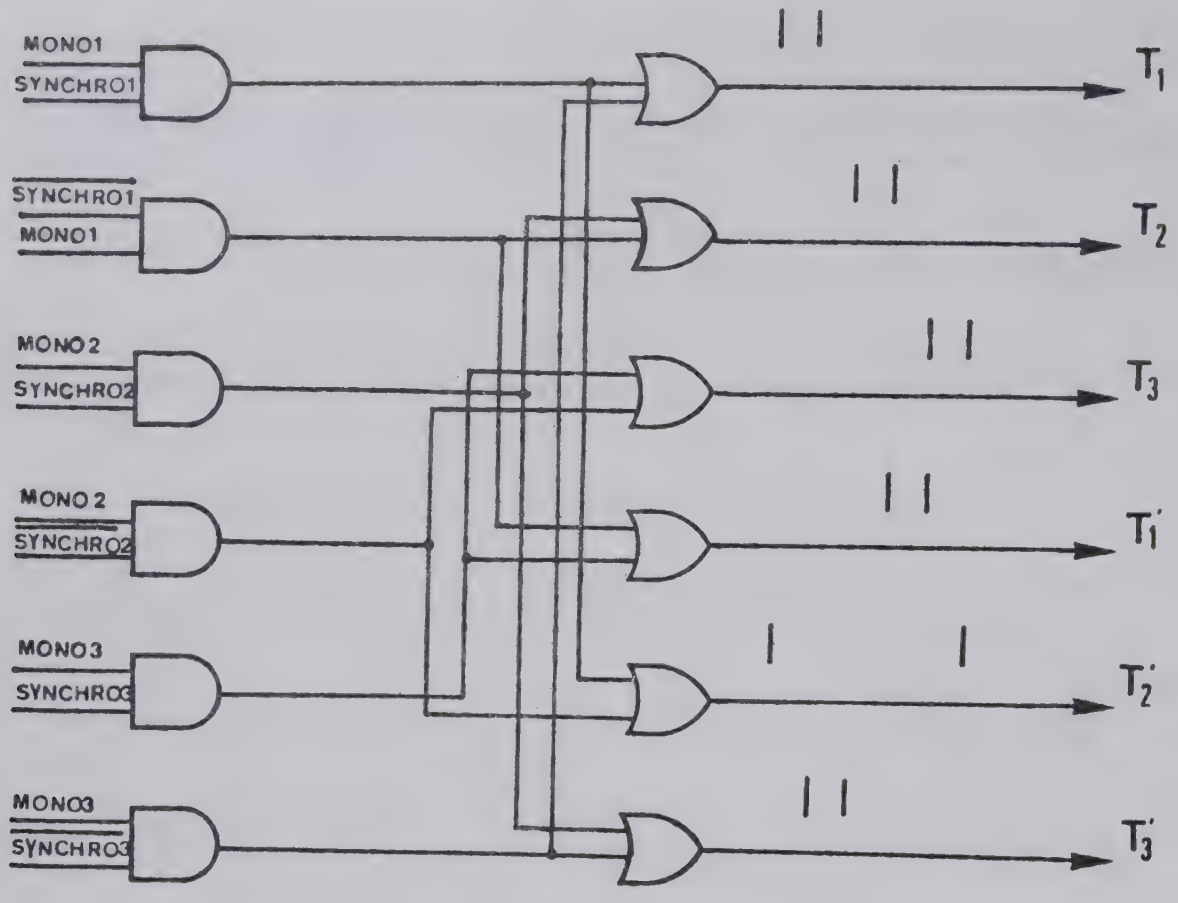


FIG. I-12 Création des impulsions d'amorçage

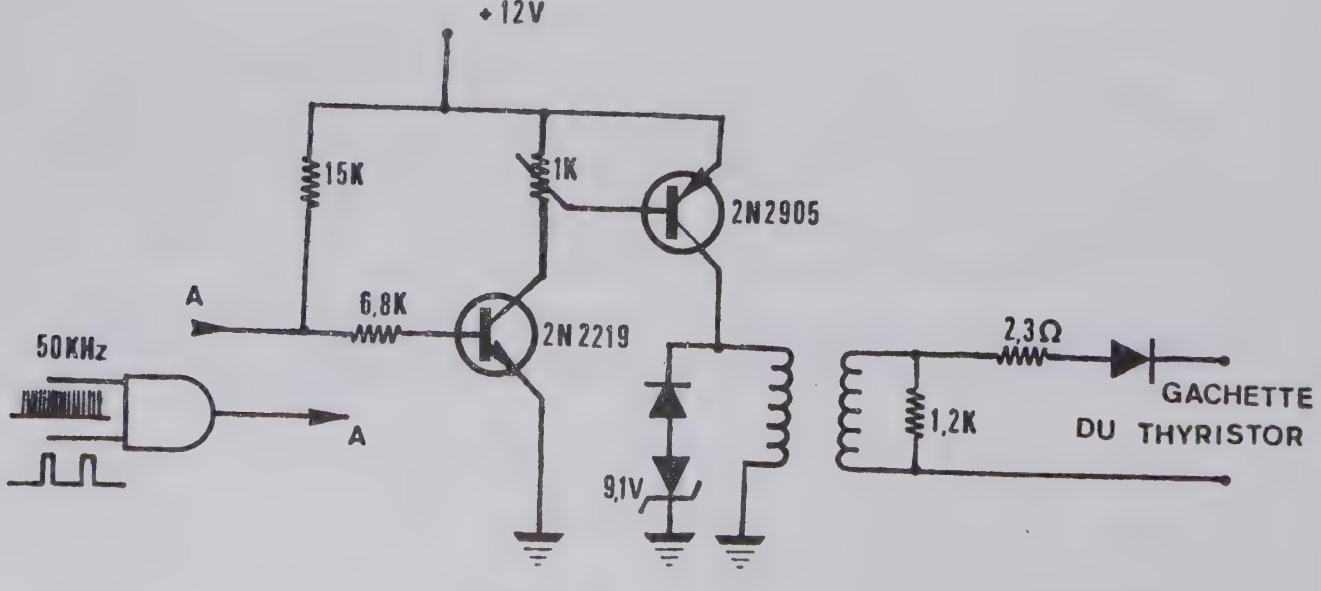


FIG. I-13 Schéma d' amplificateur de gâchette

Ces circuits donnent une puissance suffisante à la gâchette de chaque thyristor du pont de Graëtz. Nous avons effectué un montage très simple et compatible avec les circuit TTL (FIG. I-13).A l'entrée de chaque amplificateur de gâchette nous envoyons une paire de crénaux fournie par la logique câblée. Nous réalisons une modulation " en tout ou rien " de ces crénaux à la fréquence de 50kHz afin de ne pas saturer le transistor de sortie. Le couplage entre l'amplificateur de gâchette et le thyristor étant assuré par le transformateur,garantit l'isolement galvanique nécessaire.

## I-5 MESURE DU COURANT

Chaque procédure de la régulation nécessite une mesure des grandeurs physiques réalisée d'une manière la plus précise possible. Cette valeur mesurée est comparée avec une valeur de référence (valeur désirée) et crée le signal d'écart qui intervient dans la boucle de régulation. Nous avons préféré mesurer le courant du côté continu malgré les problèmes d'isolement entre la partie de puissance et la commande. Ce choix offre deux avantages :

-utilisation d'un seul circuit de mesure

-le signal issu du capteur correspond exactement au courant circulant dans la charge.

Dans ces conditions la chaîne de mesure du courant comprend (FIG. I-14):

-un shunt (1) très précis qui donne à ses bornes une tension proportionnelle au courant mesuré. Le shunt utilisé se caractèrise par un gain $G_{sh}$=0,002V/A. La tension obtenue ( image de courant ) est le signal d'entrée de l'amplificateur.

-un amplificateur de tension (2) dont l'entrée et la sortie sont isolées galvaniqement mais couplées entre elles optiquement. Ce type d'amplificateur permet de passer un signal continu tout en isolant électriquement la partie puissance de la commande (FIG. I-14).

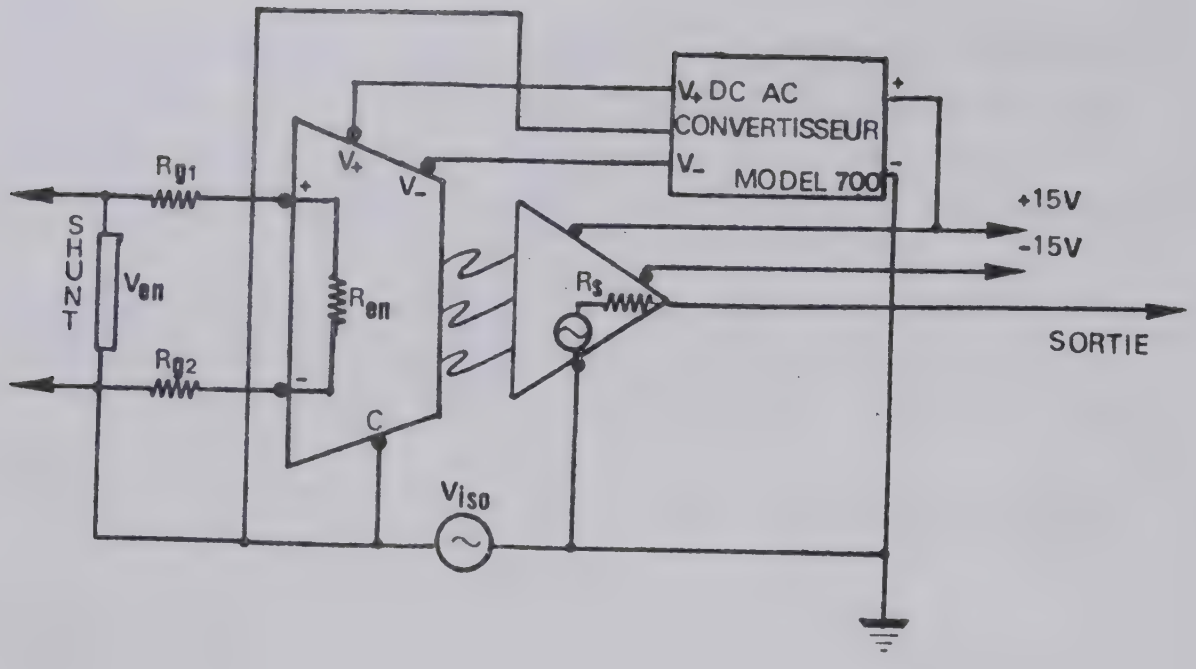


FIG. I-14 Capteur de corant ( 3650 et 700 - BURR-BROWN )

La tension obtenue à la sortie du capteur est définie par la relation suivante:

$$V_{sortie} = G_{capt} \cdot V_{entrée} \qquad (I - 4)$$

Le signal de sortie donne donc une tension proportionnelle au courant mesuré. De plus , le gain du capteur facilement modifiable garantit une compatibilité directe avec les convertisseurs A/N du calculateur.

Il faut souligner que les caractèristiques d'entrée/sortie très linéaires ( gain de non linéarité égal à 0,03% ) garantissent une bonne précision de fonctionnement de l'ensemble.

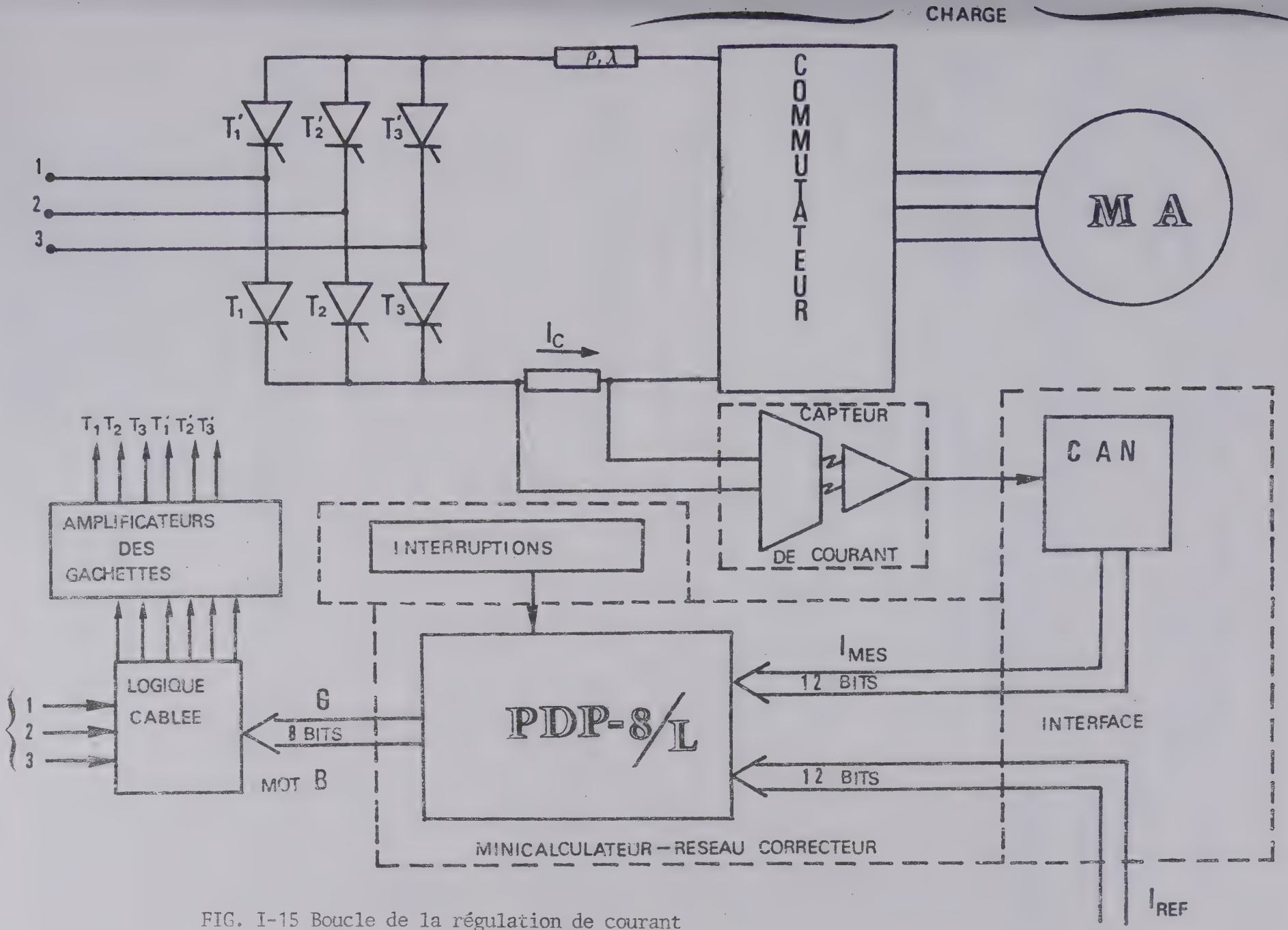


FIG. I-15 Boucle de la régulation de courant

## I-6 ROLE DU MINICALCULATEUR PDP-8/L DANS LA REGULATION

### I-6.1 Introduction

La boucle de la régulation de courant (FIG. I-15) est constituée:

- du minicalculateur PDP-8/L
- d'un interface associé comprenant les convertissers N/A et A/N
- de la commande du redresseur ( en logique câblée )
- d'un circuit des interruptions extérieures.

Quel que soit le minicalculateur utilisé dans notre régulation il doit réaliser les fonctions suivantes:

a)exécution de l'algorithme de la régulation de courant, c'est-à-dire,à partir d'une grandeur d'entrée (écart du courant débité) calculer une grandeur de sortie (angle d'amorçage des thyristors).

b)pilotage des différents dispositifs périphériques permettant de réaliser:

- la conversion A/N et N/A
- l'acquisition des données
- la gestion des interruptions extérieures.

### I-6.2 Minicalculateur PDP-8/L

Dans ce paragraphe nous présentons le principe de fonctionnement du minicalculateur utilieé.Il possède une structure qui est montrée sur la figure I-16.

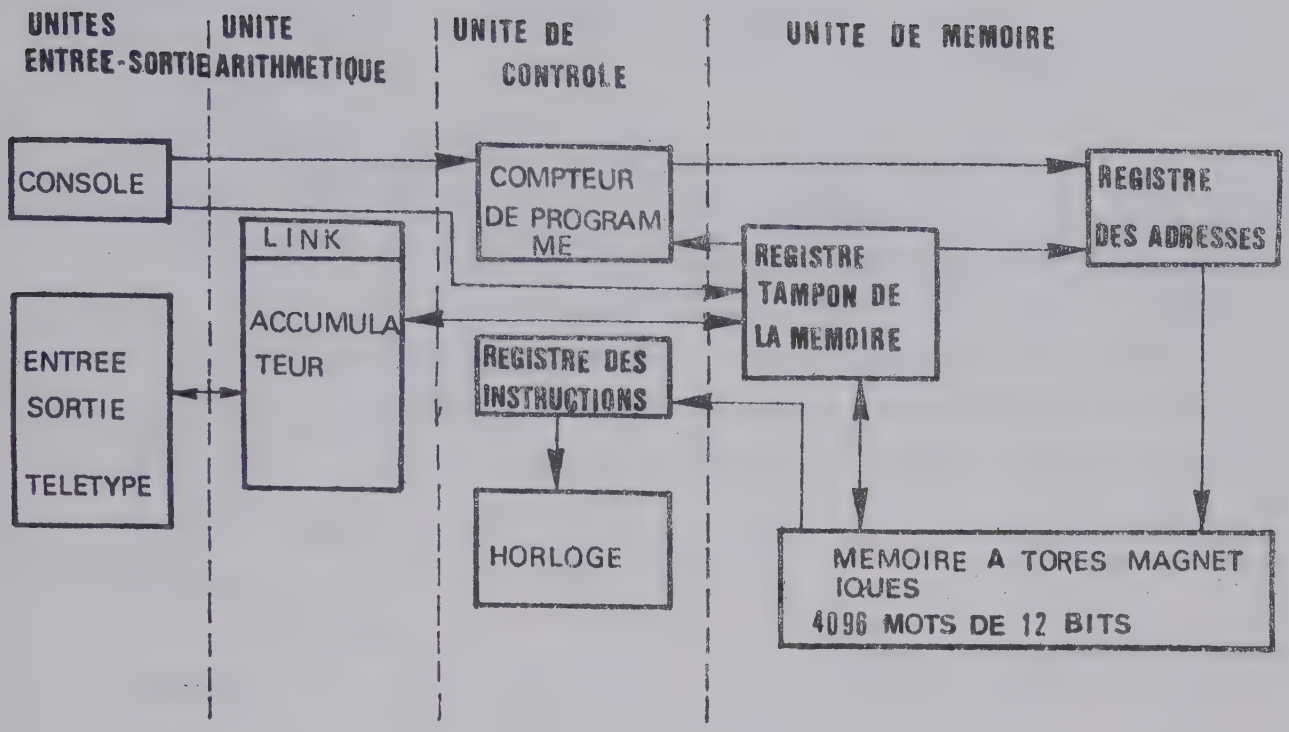


FIG. I-16 Structure du minicalculateur PDP-8/L

Ce minicalculateur travaille sur des mots de 12 bits (le bit de poids fort est réservé au signe "1" à un nombre négatif, "0" à un nombre positif).

L'unité arithmétique du PDP-8/L est composée d'un registre de 12 bits appelé accumulateur (AC) et d'un registre d'un bit appelé "LINK" qui sert à stocker une retenue.

L'unité du contrôle comprend le compteur du programme, le registre des instructions et l'horloge. Cet ensemble suit le programme du commencement jusqu'à la fin.

L'unité de la mémoire (M) permet de stocker 4096 mots de 12 bits dans la mémoire à tores magnétiques. L'ordre d'écriture est assuré par le registre des adresses de 12 bits. Les mémoires sont réparties en trois champs, eux-mêmes organisés en 37 blocs (pages) comprenant chacun 200 places mémoire.

Dans notre programmation nous avons utilisé un langage ASSEMBLEUR qui dispose de 50 microinstructions . Le temps moyen d'exécution d'une instruction est égal à 4 $\mu$s.

Puisque le PDP-8/L possède un seul registre actif ( AC ) la réalisation de chaque instruction se fait à travers l'AC. Cela diminue les possibilités du PDP-8/L et prolonge le temps total du calcul.
De plus, un interface, réalisé en technique TTL au LEEI, permet d'exécuter les conversions A/N et N/A et par conséquent l'échange avec l'extérieur.
Nous avons prévu aussi une ligne d'interruption assurant le contrôle supplémentaire extérieur de déroulement du programme.

## I-6.3 Programmation

La programmation du PDP-8/L s'effectue en deux temps, à l'aide des programmes résidants. Le programme désiré écrit en langage ASSEMBLEUR est traité une première fois pour fournir un programme objet. Celui-ci est ensuite traduit en langage machine directement compatible avec le calculateur. Au cours de ces deux traitements, une première détection d'erreur est effectuée.

La mise au point du programme peut ensuite être réalisée à l'aide d'autres programmes spéciaux introduits en mémoire par l'utilisateur. La procédure de la programmation est donnée sur la figure I-17.

Malgré la puissance des programmes d'aide à la conception, il faut noter que ce calculateur ne possède qu'une seule opération arithmétique qui est l'addition de deux nombres. Il a donc fallu développer plusiers programmes réalisant la soustraction,la multiplication et la division. Afin de gagner du temps sur le calcul ,nous avons réalisé un multiplieur en logique câblée . Celui-ci est alors traité comme un interface lors de l'exécution des multiplications.

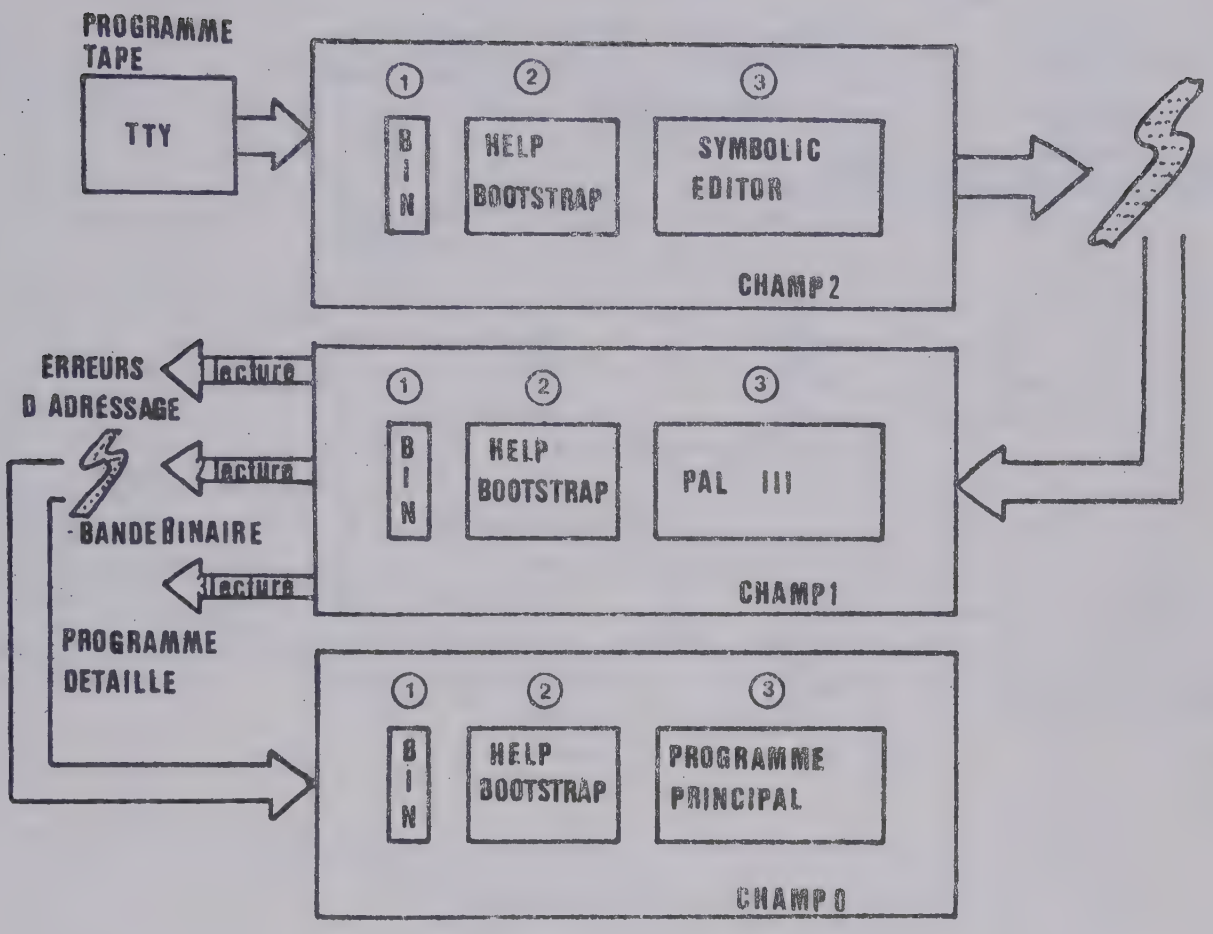


FIG. I-17 Procédure de la programmation PDP-8/L

Dans l'étude que nous avons effectuée nous avons été amenés à élaborer d'autres programmes spécifiques. Tout d'abord, nous nous sommes intéressés à un programme de gestion des interruptions pendant lesquelles la conversion A/N et l'acquisition des données se font automatiquement. Pour générer les interruptions nous avons réalisé un circuit supplémentaire présenté sur la figure I-18. L'horloge de base pilote la fréquence des interruptions. Lorsque une interruption parvient au calculateur, celui-ci en détecte l'origine, puis exécute un programme spécifique correspondant au périphérique émetteur. Lorsque ce programme a été réalisé il le signale au périphérique (RAZ) et retourne au programme principal.

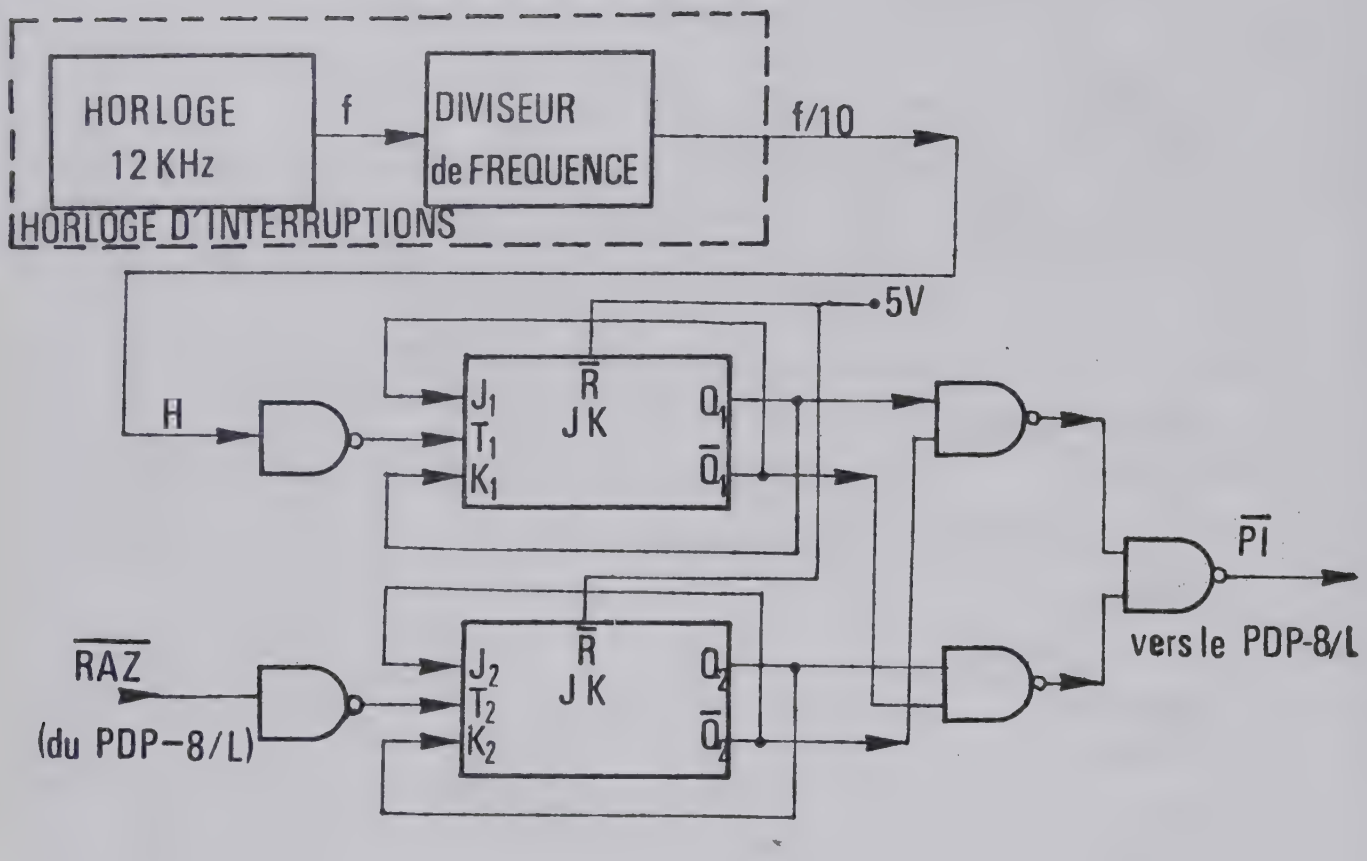


FIG. I-18 Création du signal d'interruptions

La mise au point d'un tel programme permet d'effectuer l'acquisition de la valeur du courant tout en tenant compte des autres périphériques tels que la table tracante, la télétype (TTY),etc... .

Nous avons réservé la possibilité de modifier la fréquence de l'horloge de base afin de jouer sur la période d'échantillonnage du dispositif.

Le chronogramme sur la figure I-19 donne l'allure des différents signaux de ce circuit.

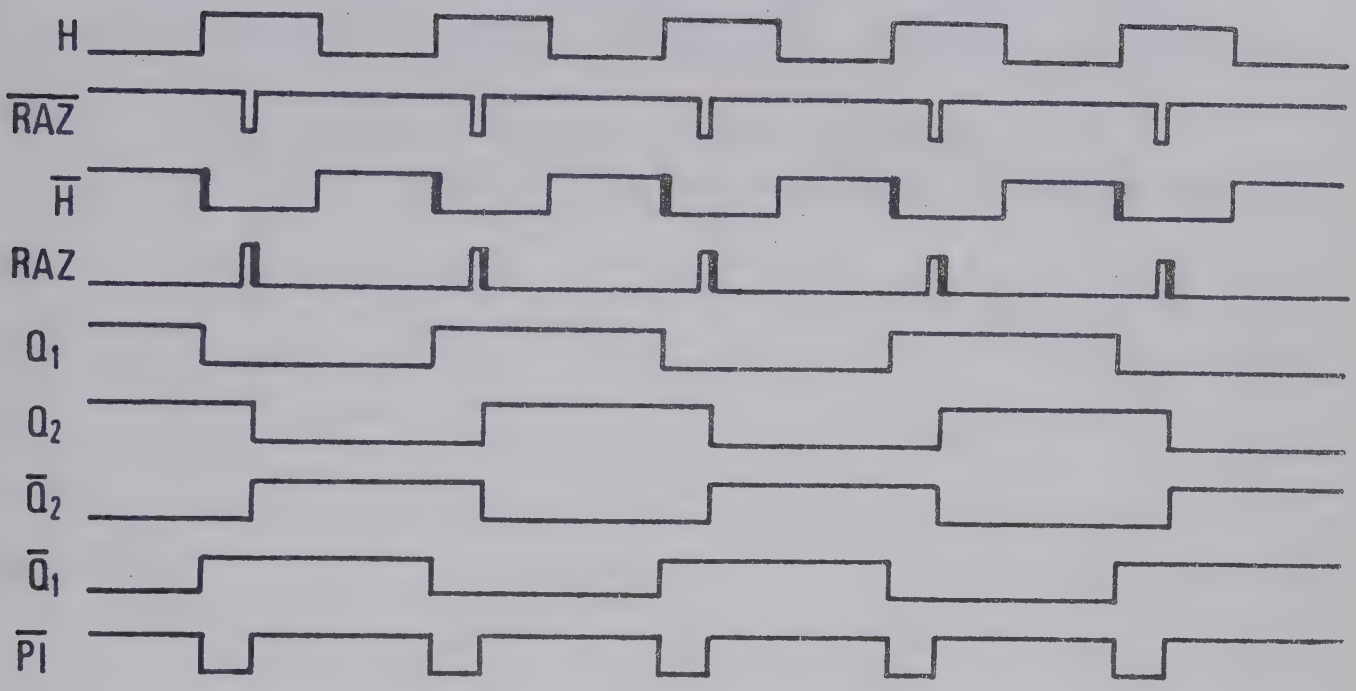


FIG. I-19 Diagramme temporel de la génération des interruptions $\overline{PI}$

## I-7 CONCLUSIONS

Dans ce chapitre nous avons montré les dispositifs de commande de la source de courant régulée constituée d'un redresseur triphasé en pont de Graëtz.

Il faut souligner que la création des signaux d'amorçage des thyristors est réalisée par une logique cablée qui comprend les fonctions structurellement non variables.

Le rôle principal du PDP-8/L reste donc de réaliser d'abord la conversion A/N puis l'acquisition des données par les interruptions et ensuite d'assurer le déroulement du programme avec l'algorithme désiré et enfin, de sortir le signal de commande( analogique ou numérique ) correspondant à l'angle d'amorçage.

Nous avons discuté les problèmes généraux de la programmation sur PDP-8/L, la procédure d'entrée des programmes et leur réalisation. Nous avons présenté la mise en oeuvre du signal d'interruption qui dirige extérierement le déroulement correct du programme.

L'étude de la charge composée du commutateur et de la machine asynchrone autopilotée sera faite au chapitre suivant.

# CHAPITRE II

# IDENTIFICATION DU PROCESSUS

## II-1 INTRODUCTION

L'identification du processus à réguler doit fournir les informations concernant la dynamique du système en boucle ouverte nécessaire pour la détermination d'un correcteur.

Dans ce mémoire, le processus comprend : le redresseur défini au chapitre précédent, une inductance de lissage, un commutateur et une machine asynchrone autopilotée.

Nous voulons, tout d'abord définir les entrées et les sorties de ce système et ensuite nous envisagerons de déterminer une fonction de transfert en boucle ouverte du système linéarisé. Nous examinerons ses propriétés dynamiques en utilisant une méthode de répartition de pôles, et ensuite pour compléter les informations obtenues nous envisagerons la réponse indicielle d'un tel système en boucle ouverte. Nous comparons ces résultats avec ceux obtenus par la simulation du système non linéarisé (prise en compte de la variation de vitesse).

Le but principal de ce chapitre est donc de définir à partir des caractéristiques déterminées le comportement du système dans le régime transitoire.

## II-2 MACHINE ASYNCHRONE AUTOPILOTEE ALIMENTEE EN COURANT VUE PAR LE REDRESSEUR COMME UNE CHARGE COMPLEXE :

### II-2.1 Détermination de la charge :

Nous avons vu précédemment que le courant débité par une source de courant (pont de Graëtz) dépend des paramètres de la charge. La charge du pont de Graëtz comprend :

- un circuit de lissage ( $\wp$ résistance et $\lambda$ inductance de lissage),
- un commutateur électronique et une machine asynchrone autopilotée.

Nous respectons les hypothèses suivantes :

- le réseau triphasé d'alimentation est supposé idéal, i.e. les trois tensions sinusoïdales créent un système triphasé équilibré,
- le redresseur (pont de Graëtz) est considéré comme un générateur parfait de tension d'impédance interne nulle,
- le commutateur est traité comme "un transformateur" de tension et de courant dont le rapport de transformation est égal à K, dans la mesure où nous négligeons les phénomènes de commutation. De plus, il se comporte comme un dispositif réversible,
- la machine asynchrone est supposée symétrique, le champ magnétique créé par ses enroulements ayant une répartition sinusoïdale, son circuit magnétique n'étant pas saturé.

En tenant compte des hypothèses ci-dessus, nous pouvons définir précisément la charge.

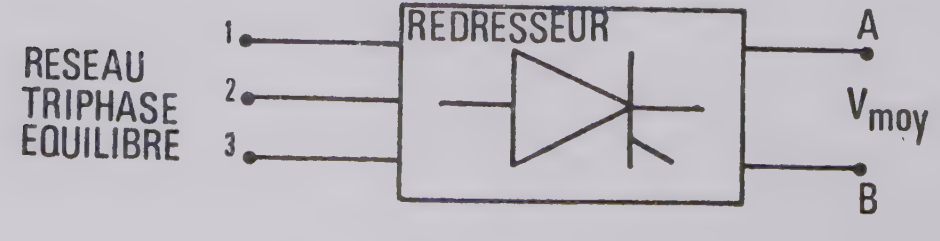


FIG. II-1 Schéma bloc du redresseur

D'après la définition générale de la valeur moyenne de tension (paragraphe I-3) nous avons:

$$V_{moy} = \frac{3}{\pi}\int_{\frac{\pi}{3}+\theta}^{\frac{2\pi}{3}+\theta} \sqrt{6}\, V_{eff} \sin\omega t \, d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{eff} \cos\theta \quad (II\text{-}1)$$

La charge (FIG. II-2) est alimentée par la tension Vmoy et est parcourue par un courant Ic délivré par le redresseur.

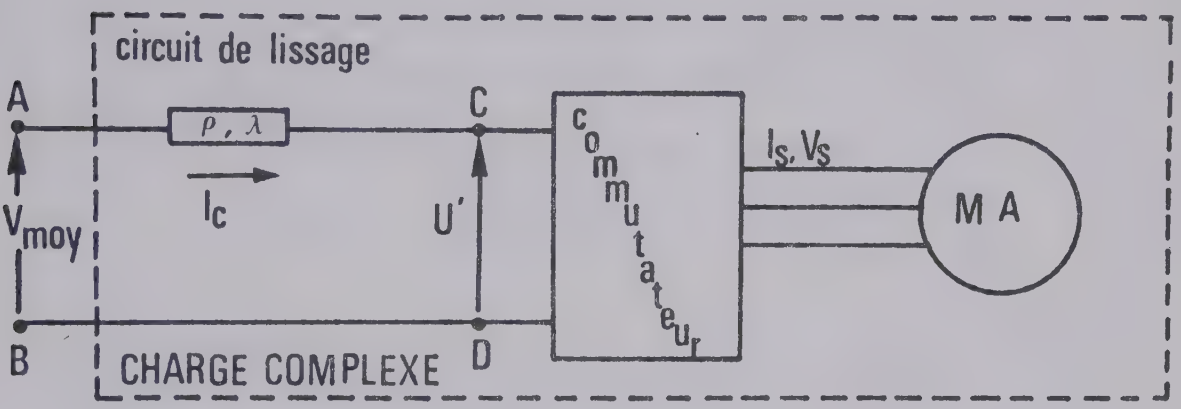


FIG. II-2 Schéma bloc de la charge complexe

II-2.2 Mise en équation de l'ensemble "commutateur-machine asynchrone" :

En raison des hypothèses faites, le comportement en régime transitoire de la machine asynchrone s'étudie à l'aide d'un système de quatre équations différentielles du premier ordre. Nous avons choisi un système d'axes d et q lié au champ tournant tel que le courant statorique $i_s$ soit confondu avec l'axe d ( $i_s = i_{sd} \Leftrightarrow i_{sq} = 0$ ). Dans ces conditions le système d'équations s'écrit :

Equations électriques :

$$\text{stator} \begin{cases} V_{sd} = \left(R_s + L_s \frac{d}{dt}\right) i_{sd} + M_{sr} \frac{di_{rd}}{dt} - M_{sr}\,\omega_s\, i_{rq} & (II\text{-}2) \\ \text{rotor} \quad 0 = M_{sr} \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_r + L_r \frac{d}{dt}\right) i_{rd} - L_r\,\omega_r\, i_{rq} & (II\text{-}3) \\ 0 = M_{sr}\,\omega_r\, i_{sd} + L_r\,\omega_r\, i_{rd} + \left(R_r + L_r \frac{d}{dt}\right) i_{rq} & (II\text{-}4) \end{cases}$$

Equation mécanique :

$$-P M_{sr} i_{sd} i_{rq} - C_r = \frac{J}{P}\frac{d\omega_n}{dt} + \frac{f}{P}\omega_n \qquad (II\text{-}5)$$

Où :

$R_s$ – résistance par phase du stator
$L_s$ – inductance cyclique du stator
$R_r$ – résistance par phase du rotor
$L_r$ – inductance cyclique du rotor
$M_{sr}$ – mutuelle inductance cyclique stator-rotor
$V_{sd}$ – composante de la tension statorique sur l'axe d
$i_{sd}$, $i_{sq}$ } composantes du courant statorique sur l'axe d et q
$i_{rd}$, $i_{rq}$ } composantes du courant rotorique sur l'axe d et q
$J$ – inertie de l'ensemble machine et charge
$f$ – coefficient de frottement
$P$ – nombre de paires de pôles

En tenant compte des hypothèses concernant le commutateur les relations de transformation des courants du côté continu et au niveau du stator de la machine sont :

$$i_{sd} = \sqrt{\frac{3}{2}}\, I_{max} = \sqrt{3}\, I_{eff} \qquad (II\text{-}6)$$

$$I_c = \frac{\pi}{6}\, I_{eff} \qquad (II\text{-}7)$$

d'où :

$$I_c = \frac{\pi}{3\sqrt{2}}\, i_{sd} \qquad (II\text{-}8)$$

Les relations sur les tensions sont :

$$V_{sd} = \sqrt{3}\, V_{eff} \cos\Theta_1 \qquad (II\text{-}9)$$

( $\Theta_1$ -angle de rotation électrique )

$$U' = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}\, V_{sd} \qquad (II\text{-}10)$$

En posant $K = \frac{\pi}{3\sqrt{2}}$ les relations II-8 et II-1I donnent :

$$I_c = K\, i_{sd} \qquad (II\text{-}11)$$

$$U' = \frac{V_{sd}}{K} \qquad (II\text{-}12)$$

II-2.3 Détermination de la fonction de transfert de la charge :

Pour définir une fonction de transfert du système, il faut effectuer une linéarisation des équations précédentes. Pour ces derniers, nous avons des termes qui sont des produits de courants et de pulsations $\omega_s$ ou $\omega_r$ . Pour linéariser le système nous supposons que $\omega_r$ est un paramètre et non une entrée variable et que vis-à-vis des variations de courant la vitesse peut être supposée constante. Alors $\omega_s$ et $\omega_r$ étant fixées le système devient un système linéaire d'ordre 3.

Nous déterminons d'abord l'impédance au niveau du stator de la machine qui s'écrit :

$$Z(p) = \frac{V_{sd}(p)}{I_{sd}(p)} \qquad \text{( II-13 )}$$

De la même manière, au niveau du commutateur, l'impédance $Z'(p)$ sera :

$$Z'(p) = \frac{U'(p)}{I_c(p)} \qquad \text{( II-14 )}$$

La relation entre les deux impédances, avant et après le commutateur est une expression identique à celle que l'on a dans le transformateur, i.e. $Z(p)$ et $Z'(p)$ sont liées par le rapport de transformation au carré. On a donc :

$$Z'(p) = \frac{1}{K^2}\, Z(p) \qquad \text{( II-15 )}$$

d'où : $$Y'(p) = K^2\, Y(p) \qquad \text{( II-16 )}$$

$Y'(p)$ représente l'admittance vue des bornes C et D (FIG. II-2).
$Y(p)$ représente l'admittance vue au niveau du stator de la machine.

Nous ajoutons l'équation du côté continu comprenant le circuit de lissage

$$V_{moy}(p) = U'(p) + I_c(p)\,[\varrho + \lambda p] \qquad (II\text{-}17)$$

En développant l'expression de l'admittance $Y'(p)$ et en combinant les équations II-16 et II-17, il vient :

$$Y'(p) = \frac{I_c(p)}{U'(p)} = \frac{I_c(p)}{V_{moy}(p) - I_c(p)[\varrho + \lambda p]} \qquad (II\text{-}18)$$

En respectant II-16, nous trouvons l'expression du courant continu qui s'écrit :

$$I_c(p) = \frac{K^2\, Y(p) \cdot V_{moy}(p)}{1 + Y(p)\,[\varrho + \lambda p]} \qquad (II\text{-}19)$$

Nous en déduisons l'admittance de la charge vue des bornes A-B. Elle devient :

$$Y_{AB}(p) = \frac{I_c(p)}{V_{moy}} = \frac{K^2\, Y(p)}{1 + K^2\, Y(p)[\varrho + \lambda p]} \qquad (II\text{-}20)$$

Pour qu'on puisse déterminer l'admittance de la machine, il faut revenir au système d'équations électriques II-2, II-3 et II-4. Nous avons après transformation de Laplace :

$$\begin{cases} V_{sd}(p) = (R_s + L_s p) I_{sd}(p) + M_{sr}\, p I_{rd}(p) - M_{sr}\, \omega_s I_{rq}(p) \\ 0 = M_{sr}\, p\, I_{sd}(p) + (R_r + L_r p) I_{rd}(p) - L_r\, \omega_r I_{rq}(p) \\ 0 = M_{sr}\, \omega_r I_{sd}(p) + L_r\, \omega_r I_{rd}(p) + (R_r + L_r p) I_{rq}(p) \end{cases}$$

Nous déterminons les courants $I_{rd}(p)$ et $I_{rq}(p)$ en fonction du courant $I_{sd}(p)$ :

$$I_{rd}(p) = F_1(p) \cdot I_{sd}(p) \qquad (II\text{-}21)$$

$$I_{rq}(p) = F_2(p) \cdot I_{sd}(p) \qquad (II\text{-}22)$$

avec :

$$F_1(p) = \frac{-M_{sr}\left[p(R_r + L_r p) + L_r\, \omega_r^2\right]}{(R_r + L_r p)^2 + L_r^2\, \omega_r^2} \quad ; \quad F_2(p) = \frac{-M_{sr}\, \omega_r (R_r + L_r p) + M_{sr}\, p L_r\, \omega_r}{(R_r + L_r p)^2 + L_r^2\, \omega_r^2}$$

En rapportant les expressions II-21 et II-22 dans l'équation statorique, il vient :

$$Y(p)=\frac{I_{sd}}{V_{sd}}=\frac{1}{R_s+L_s p+M_{sr}\left[p\,F_1'(p)-\omega_s F_2'(p)\right]} \qquad (II\text{-}23)$$

soit en remplaçant $F_1'(p)$ et $F_2'(p)$ par leurs expressions :

$$Y(p)\quad\frac{(R+L_r p)^2+L_r^2\omega_r^2}{a_0 p^3+a_1 p^2+a_2 p+a_1}=\frac{N(p)}{D(p)} \qquad (II\text{-}24)$$

avec les coefficients du dénominateur D (p) :

$$a_0=L_r^2 L_s-M_{sr}^2 L_r$$

$$a_1=L_r^2 R_s+2L_r L_s R_r-M_{sr}^2 R_r$$

$$a_2=2L_r R_r R_s+R_r^2 L_s+L_r^2 L_s\omega_r^2-M_{sr}^2 L_r\omega_r^2$$

$$a_3=R_r^2 R_s+L_r^2 R_s\omega_r^2+M_{sr}\omega_r\omega_s R_r$$

D'où l'admittance de la charge vue du côté redresseur devient :

$$Y_{AB}(p)=\frac{K^2 Y(p)}{1+K^2 Y(p)\left[\varrho+\lambda p\right]}=\frac{K^2 N(p)}{D(p)+K^2 N(p)\left[\varrho+\lambda p\right]}=\frac{N_1(p)}{D_1(p)} \qquad (II\text{-}25)$$

avec :

$$N_1(p)=K^2 N(p)=K^2\left[(R_r+L_r p)^2+L_r^2\omega_r^2\right] \qquad (II\text{-}26)$$

$$D_1(p)=b_0 p^3+b_1 p^2+b_2 p+b_3 \qquad (II\text{-}27)$$

où les coefficients sont :

$$b_0=L_r^2(L_s+K^2\lambda)-M_{sr}^2 L_r$$

$$b_1=L_r^2(R_s+K^2\varrho)+2L_r R_r(L_s+K^2\lambda)-M_{sr}^2 L_r$$

$$b_2=2L_r R_r(R_s+K^2\varrho)+(R_r^2+L_r^2\omega_r^2)(L_s+K^2\lambda)-M_{sr}^2 L_r\omega_r^2$$

$$b_3=(R_r+L_r^2\omega_r^2)(R_s+K^2\varrho)+M_{sr}^2\omega_r\omega_s R_r$$

En posant : $L_1 = L_s + K^2\lambda$ et $R_1 = K^2\rho + R_s$ et $\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_1 L_r}$

( $\sigma$ ne représente pas ici le coefficient de dispersion de la machine donné comme $\sigma_{disp} = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$ ).

Ou bien :

$$D_1(p) = b_0 \left( p^3 + C_1 p^2 + C_2 p + C_3 \right) \qquad \text{( II-28 )}$$

avec :

$$C_1 = \frac{b_1}{b_0} = \alpha + 2\beta + \beta(1-\sigma)$$

$$C_2 = \frac{b_2}{b_0} = 2\sigma\alpha\beta + \sigma\beta^2 + \omega_r^2$$

$$C_3 = \frac{b_3}{b_0} = \sigma^2\alpha\beta + \omega_r\alpha + \omega_s\omega_r\beta(1-\sigma) \qquad \text{( II-29 )}$$

et

$$\alpha = \frac{R_1}{\sigma L_1} \qquad \beta = \frac{R_r}{\sigma L_r} \qquad 1-\sigma = \frac{M_{sr}^2}{L_1 L_r}$$

On a alors :

$$Y_{AB}(p) = \frac{\frac{K^2}{\sigma L_1}\left[\left(\frac{R_r}{L_r} + p\right)^2 + \omega_r^2\right]}{p^3 + C_1 p^2 + C_2 p + C_3} \qquad \text{( II-30 )}$$

II-2.4 Transformée de Laplace du courant fourni à la charge :

Connaissant l'expression de l'admittance complète de la charge, donc sa fonction de transfert, nous déduisons l'expression de la transformée de Laplace de courant délivré à la charge. De la formule II-20, nous trouvons immédiatement :

$$I_c(p) = V_{moy}(p) \cdot Y_{AB}(p)$$

En posant $G_1 = \frac{K^2}{\sigma L_1}$ nous obtenons

$$I_c(p) = V_{moy}(p) \cdot \frac{G_1\left[\left(\frac{R_r}{L_r} + p\right)^2 + \omega_r^2\right]}{p^3 + C_1 p^2 + C_2 p + C_3} \qquad \text{( II-31 )}$$

L'admittance $Y_{AB}$ dépend :

- des paramètres de la machine : $R_r, L_r, R_s, L_s, M_{sr}$
- des paramètres du circuit de lissage : $\varrho$ , $\lambda$
- des pulsations rotorique $\omega_r$ et statorique $\omega_s$ .

En considérant les paramètres de la machine constants, le courant fourni à la charge sera une fonction de la forme :

$$I_c(p) = f\left[ V_{moy}, \lambda, \varrho, \omega_r, \omega_s, p \right] \qquad (II\text{-}32)$$

Sachant que :

$$V_{moy} = V_{OM} \cos\Theta$$

Nous trouvons le courant continu parcourant la charge comme une fonction définie :

$$I_c(p) = g'\left[ \cos\Theta, \lambda, \varrho, \omega_r, \omega_s, p \right] \qquad (II\text{-}33)$$

La dernière expression, malgré sa forme générale, permet de conclure que le système a une entrée : " $\Theta$ " (angle d'amorçage) et une sortie Ic (courant fourni à la charge). Les autres grandeurs ( $\lambda, \varrho, \omega_r, \omega_s$ ) sont considérées comme paramètre qu'on peut faire varier.

Dans la suite de ce chapitre, nous étudions le comportement du système en boucle ouverte pour une variation de l'entrée $\Theta$ pour différents points de fonctionnement définis par $\omega_s$ et $\omega_r$ . Nous mettons également en évidence l'influence des paramètres de lissage $\varrho$ et $\lambda$ .

## II-3 DETERMINATION DE LA DYNAMIQUE DU SYSTEME EN BOUCLE OUVERTE - METHODE DE LA REPARTITION DES POLES :

### II-3.1 Fonction de transfert du système en boucle ouverte :

Dans le paragraphe précédent, nous avons donné l'expression de l'admittance de la charge. En prenant comme entrée $\cos\Theta$ au lieu de Vmoy on peut définir la fonction de transfert entre $\Theta$ et Ic. Si on pose :

$$G_2 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_{eff}$$

et comme :

$$V_{moy} = G_2 \cos\Theta \qquad \text{( II-34 )}$$

Le fonction de transfert du système en boucle ouverte s'écrit :

$$F(p) = \frac{I_c(p)}{\cos\Theta} = G_2 \; Y_{AB}(p) \qquad \text{( II-35 )}$$

d'où :

$$F(p) = \frac{G_T \left[ \left( \frac{R_r}{L_r} + p \right)^2 + \omega_r^2 \right]}{p^3 + C_1 p^2 + C_2 p + C_3} \qquad \text{( II-36 )}$$

En comparant les deux fonctions $Y_{AB}(p)$ et $F(p)$ nous constatons que seul le numérateur a un gain statique total différent égal au produit des deux gains partiels G1 et G2. Le gain total est donné par la relation suivante :

$$G_T = G_1 \cdot G_2$$

et en rappelant les expressions de G1 et G2 nous obtenons, en effet, l'expression du gain statique total donné comme ci-dessous :

$$G_1 = \frac{K^2}{\sigma L_1} \quad \text{où} \quad L_1 = L_s + K^2\lambda \;, \quad \sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_1 L_r} \quad K = \frac{\pi}{3\sqrt{2}}$$

$$G_T = \frac{\frac{\pi\sqrt{6}}{6} V_{eff}}{L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r} + \lambda \frac{\pi^2}{18}} \qquad \text{( II-37 )}$$

En considérant les paramètres de la machine asynchrone constant dans la suite, nous nous intéresserons aux variations des paramètres du circuit de lissage. En pratique, il est possible de réaliser les variations de l'inductance de lissage ( $\lambda$ ). Nous montrons l'influence de ces variations sur le gain total $G_T$ et le gain partiel G1 (Tableau II-T2). Les exemples numériques sont donnés dans le cas de la machine asynchrone à laquelle nous nous sommes intéressés (ANNEXE 1).

| $\lambda$ | $G_1$ | $G_2$ | $G_T$ |
|---|---|---|---|
| H | 1/H | V | V/H |
| 0,010 | 34,537 | 189 | 6527,49 |
| 0,020 | 25,671 | 189 | 4851,82 |
| 0,040 | 16,962 | 189 | 3205,86 |

TABLEAU II-T1 Gain total $G_T$ en fonction des paramètres du circuit de lissage.

Nous constatons que l'impédance de lissage a une grande importance sur le gain statique du système en boucle ouverte (FIG. II-3). En nous reportant à l'expression de $G_T$ on constate que celui-ci est indépendant de $\varrho$ (résistance du circuit de lissage).

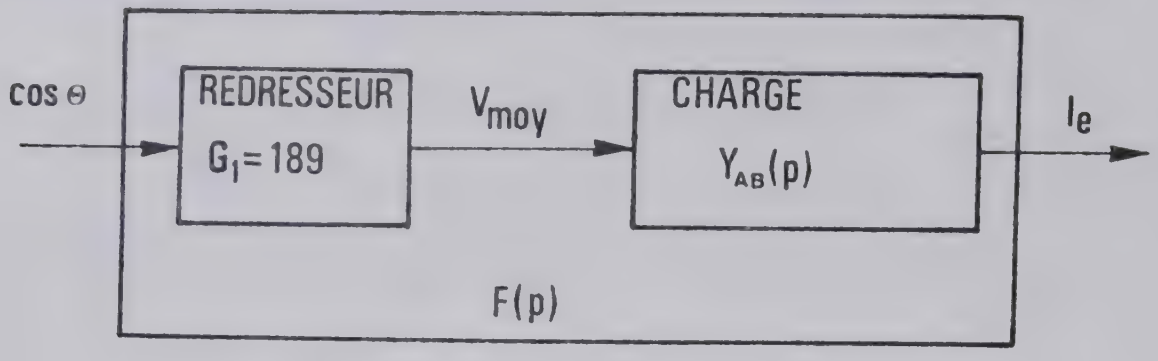


FIG. II-3 Schéma bloc du système en boucle ouverte

II-3.2 Répartition des pôles du système en boucle ouverte :

Le régime transitoire du système en boucle ouverte est caractérisé par la répartition des pôles de F(p). Remarquons, d'après l'expression II-29, que $C_1$ dépend uniquement des paramètres de la machine asynchrone et du circuit de lissage, et qu'il est indépendant des pulsations rotorique $\omega_r$ et statorique $\omega_s = \pm\omega_r + \omega_N$ . Par contre, les deux suivants $C_2$ et $C_3$ dépendent d'elles :

En tenant compte que :

- les paramètres de la machine ( $L_s, R_s, L_r, R_r, M_{sr}$ ) et
- les paramètres du circuit de lissage ( $\rho, \lambda$ ) sont constants, nous avons examiné la répartition des pôles de la transmittance F(p) suivant le point de fonctionnement du système. Nous avons analysé les évolutions des racines de l'équation caractéristique du système qui est du troisième degré en effectuant les variations de la fréquence rotorique $f_r$ de 0,5 Hz à 6 Hz. Pour chaque fréquence rotorique nous avons fait varier la pulsation de rotation $\omega_n$ de 0 à 376,5rad/s.

Nous avons choisi la méthode de résolution numérique des équations du troisième degré [21] [1] . Pour chaque paire de $\omega_r$ et $\omega_n$ les coefficients $C_1$, $C_2$ et $C_3$ sont bien définis. La connaissance de ces coefficients permet tout d'abord de déterminer les conditions générales de stabilité à partir des signes de ces coefficients et des déterminants de ROUTH-HURWITZ. Une deuxième étape consiste à calculer les racines de $D(p) = 0$ qui caractérisent le comportement du système en régime transitoire autour d'un point de fonctionnement.

Dans ce mémoire, nous discutons des résultats obtenus sans rentrer dans les détails concernant la méthode de résolution numérique. Il faut souligner que cette méthode donne rapidement des résultats pour de nombreux points de fonctionnement du système demandés.

D'après les résultats obtenus nous avons constaté que pour tous les points de fonctionnement caractérisés par les valeurs $\omega_r$ et $\omega_n$ considérées, le système possède un pôle réel et deux complexes conjugués. Ceci amène à conclure que le système (comprenant le redresseur, le commutateur et la machine asynchrone alimentée en courant) se comporte comme un système du troisième ordre dont le fonctionnement présente une composante oscillatoire amortie.

Il est important à remarquer que tous les pôles se trouvent dans le demi-plan gauche ce qui nous permet de dire que le système en boucle ouverte est stable. La figure II-4 représente la répartition des pôles réels et sur la figure II-5 sont tracées les variations des pôles complexes suivant le point de fonctionnement choisi, i.e. en fonction de $f_r$ et $f_n = \frac{\omega_n}{2\pi}$ .

Nous constatons à partir des variations des pôles réels et complexes, que malgré une stabilité théorique du système en boucle ouverte, il existe certains fonctionnements pour lesquels les parties réelles des pôles sont de valeurs faibles. Ceci signifie que pour ces fonctionnements, il y aura un faible amortissement donc une réponse du système présentant des caractéristiques non satisfaisantes.

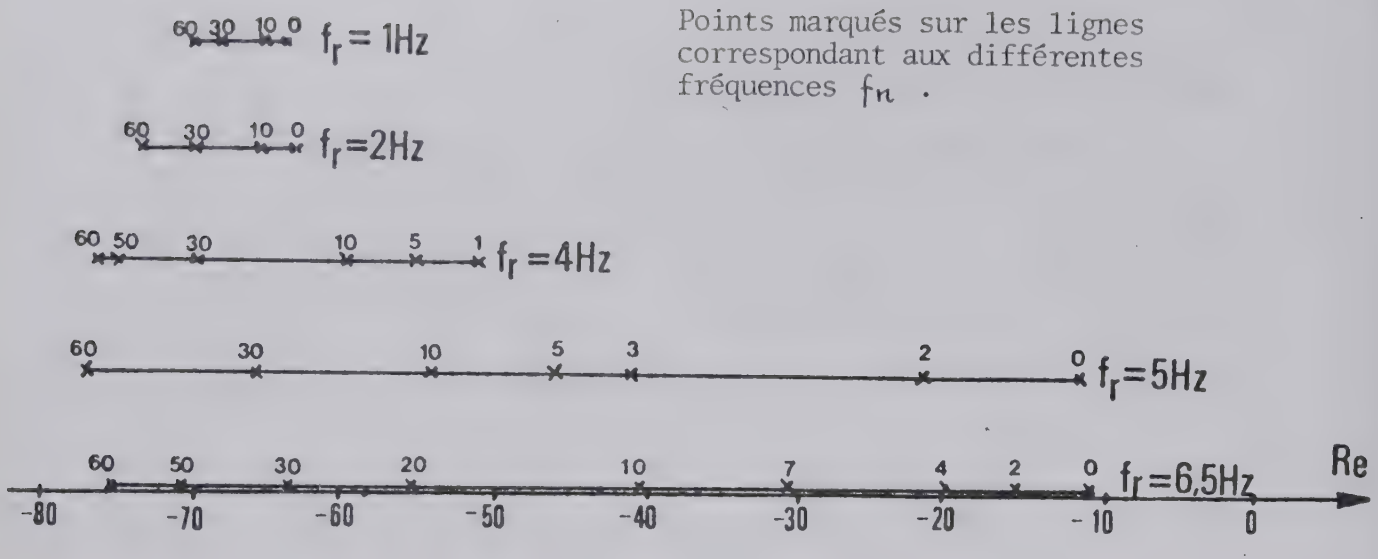


FIG. II-4 Répartition des pôles réels en fonction du point de fonctionnement ( $\lambda$ = 0,02 H)

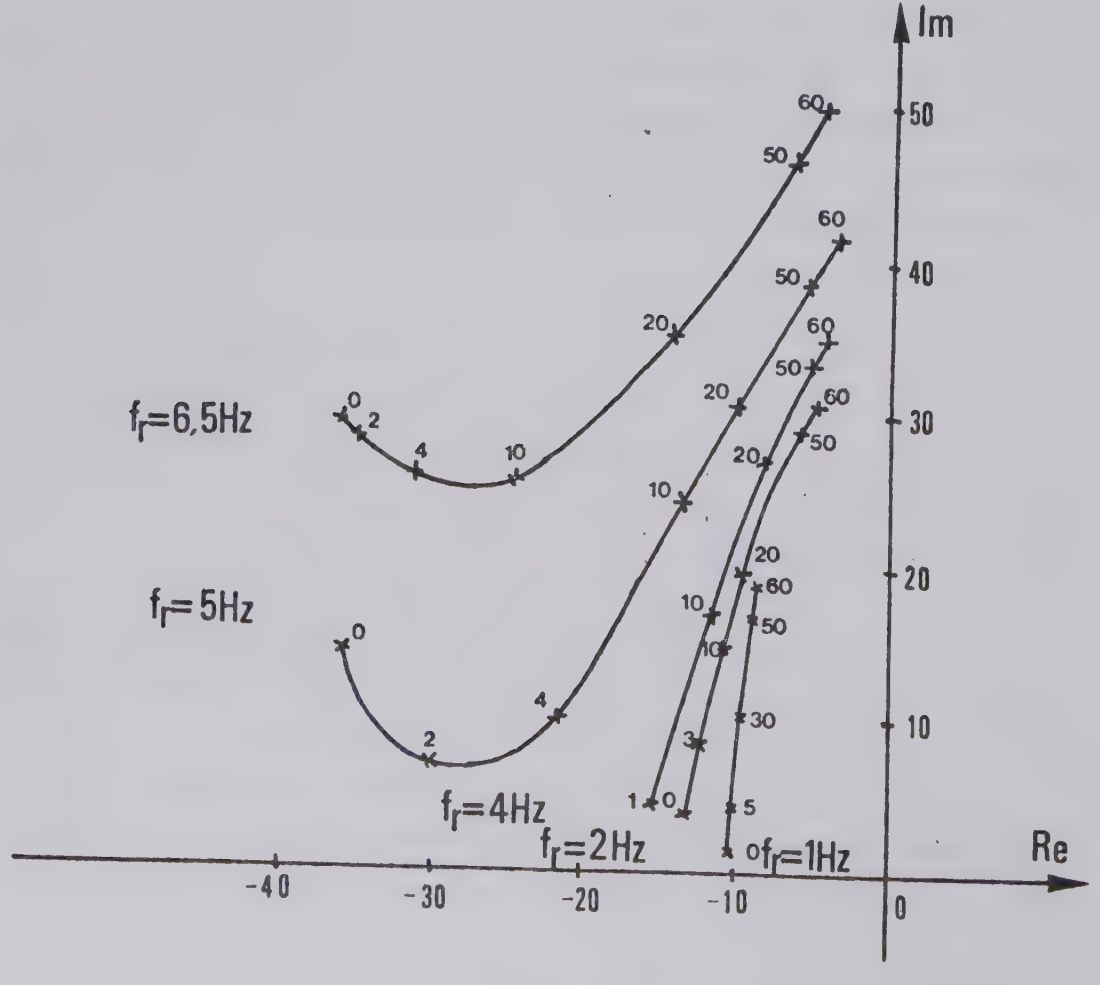


FIG. II-5 Répartition des pôles complexes en fonction du point de fonctionnement ( $\lambda$ = 0,02 H)

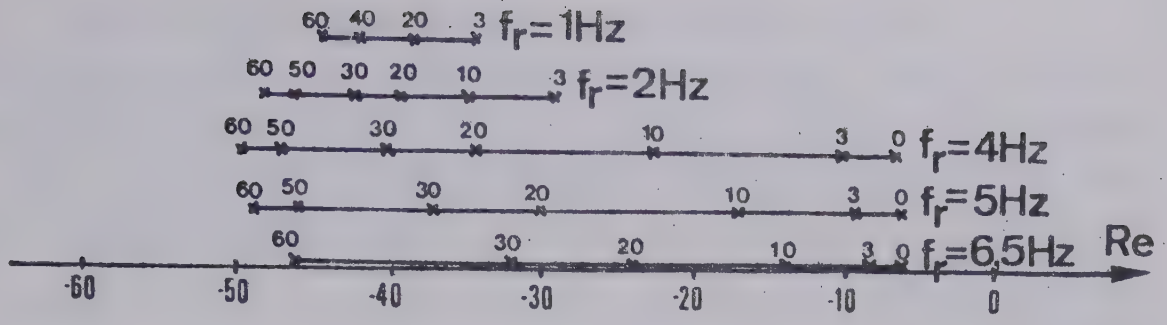


FIG. II-6 Répartition des pôles en fonction du point de fonctionnement pour $\lambda$ = 0,04 H

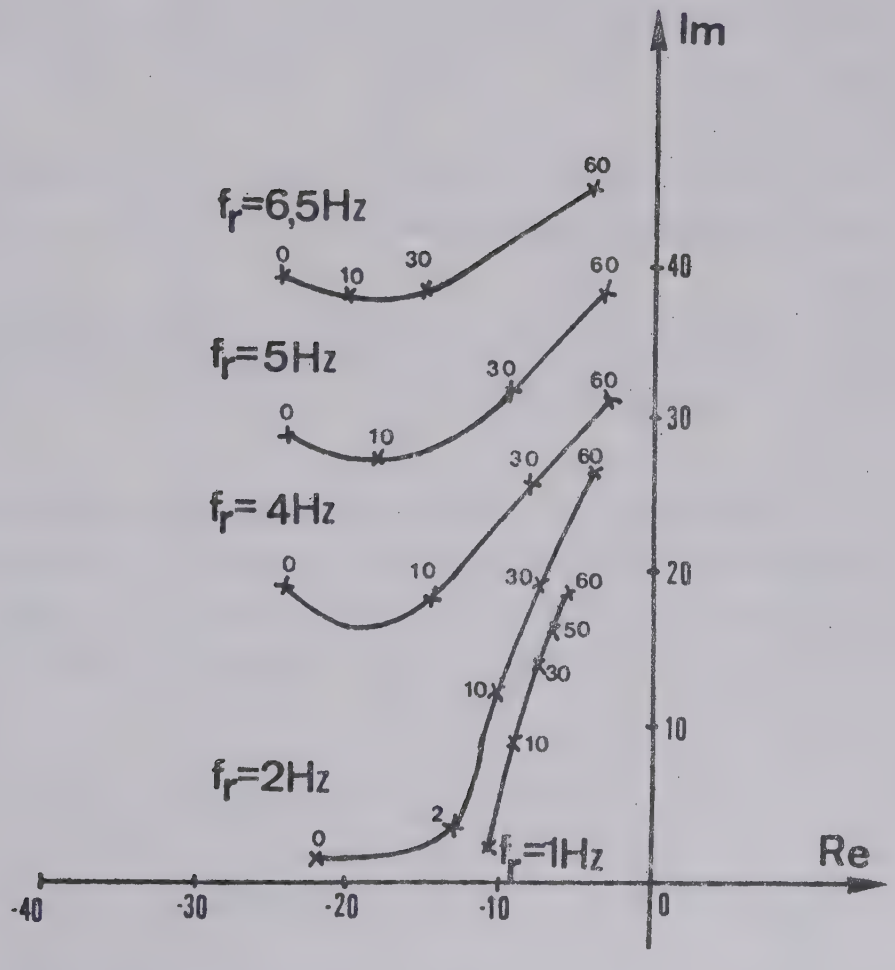


FIG. II-7 Répartition des pôles complexes en fonction du point de fonctionnement pour $\lambda$ = 0,04 H

Ces fonctionnements correspondent à des valeurs élevées de $\omega_r$ et $\omega_n$ . Nous voyons sur les figures II-4 et II-5 correspondant à une inductance de lissage de valeur 0,02 H que le pôle réel garde une amplitude relativement importante sur toute la gamme de fonctionnement. Il correspond donc à un mode apériodique de constante de temps relativement petite. Par contre les parties réelles des pôles complexes diminuent à mesure que la vitesse augmente pour une fréquence rotorique donnée, pour atteindre des valeurs très faibles. Ceci correspond alors à des réponses oscillatoires très peu amorties et qui présentent un surcroît des fréquences d'oscillations assez faible.

Nous avons fait varier l'inductance de lissage $\lambda$ et mis en évidence les modifications apportées par cette variation sur la répartition des pôles (FIG. II-7 et II-8). Nous constatons ainsi qu'une augmentation de $\lambda$ ( $\lambda$ = 0,04 H) entraîne une diminution des parties réelles des pôles réels et complexes d'où une diminution de l'amortissement du système.

Une diminution de $\lambda$ (des essais ont été effectués pour $\lambda$ = 0,01 H) provoque l'effet inverse.

Il est intéressant de comparer les trois ensembles de pôles déterminées et surtout les domaines où les modes sont oscillatoires et peu amortis.

Nous avons fait cette comparaison dans le tableau II-T2 où nous reportons les paramètres caractéristiques du système examiné. Nous les présentons pour une pulsation de rotation élevée $\omega_n$ = 383 rd/s ( $f_n$ = 61 Hz) et pour différentes valeurs de la fréquence rotorique avec :

$d_0$ - le pôle réel,
$\Omega_0$ - la pulsation d'oscillations propres,
$Z$ - le coefficient d'amortissement,
$T = \frac{2\pi}{\Omega_0}$ - la période d'oscillations propres.

Nous remarquons, d'après les résultats regroupés dans le tableau II-T2 que la zone de fonctionnement correspondant à une fréquence rotorique et une vitesse élevées posera des problèmes dans le régime transitoire

du fonctionnement de l'ensemble. Elle se caractérise par un mode oscillatoire très peu amorti.
Il est à noter que ces essais ont été faits pour une valeur de la résistance de lissage $\rho = 1\Omega$.

| Fréquence rotorique | Inductance de lissage | Pulsation de rotation | Pôle réel | Pulsation d'oscil-lations | Amortissement | Période d'oscil-lations |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $f_r$ | $\lambda$ | $\omega_n$ | $d_o$ | $\Omega_o$ | z | T |
| Hz | H | rad/s | | | | ms |
| 0,5 | 0,01 | 383 | 121,7 | 17,22 | 0,544 | 365 |
| 3,0 | | | 127,3 | 35,40 | 0,185 | 178 |
| 5,0 | | | 128,8 | 45,36 | 0,129 | 139 |
| 0,5 | 0,02 | 383 | 68,6 | 16,76 | 0,503 | 375 |
| 3,0 | | | 76,6 | 33,33 | 0,132 | 189 |
| 5,0 | | | 77,8 | 42,64 | 0,090 | 147 |
| 0,5 | 0,04 | 383 | 41,3 | 15,53 | 0,443 | 404 |
| 3,0 | | | 49,7 | 29,80 | 0,091 | 211 |
| 5,0 | | | 49 | 38,63 | 0,077 | 163 |

TABLEAU II-T2 Comparaison des répartitions des pôles en fonction de la fréquence rotorique $f_r$ et de l'inductance de lissage $\lambda$ à la pulsation de rotation $\omega_n = 383$ rad/s

Sur les figures II-9 et II-10 nous avons tracé les courbes qui donnent les variations de la période d'oscillations propres T et du coefficient d'amortissement $z$ pour plusieurs valeurs de $f_r$ et $f_n$ . Nous retrouvons donc les mêmes résultats que nous avons discutés plus haut (i.e. l'augmentation de $\lambda$ fait croître la période d'oscillations T mais diminue l'amortissement $z$ , la diminution de $\lambda$ provoque l'effet inverse).

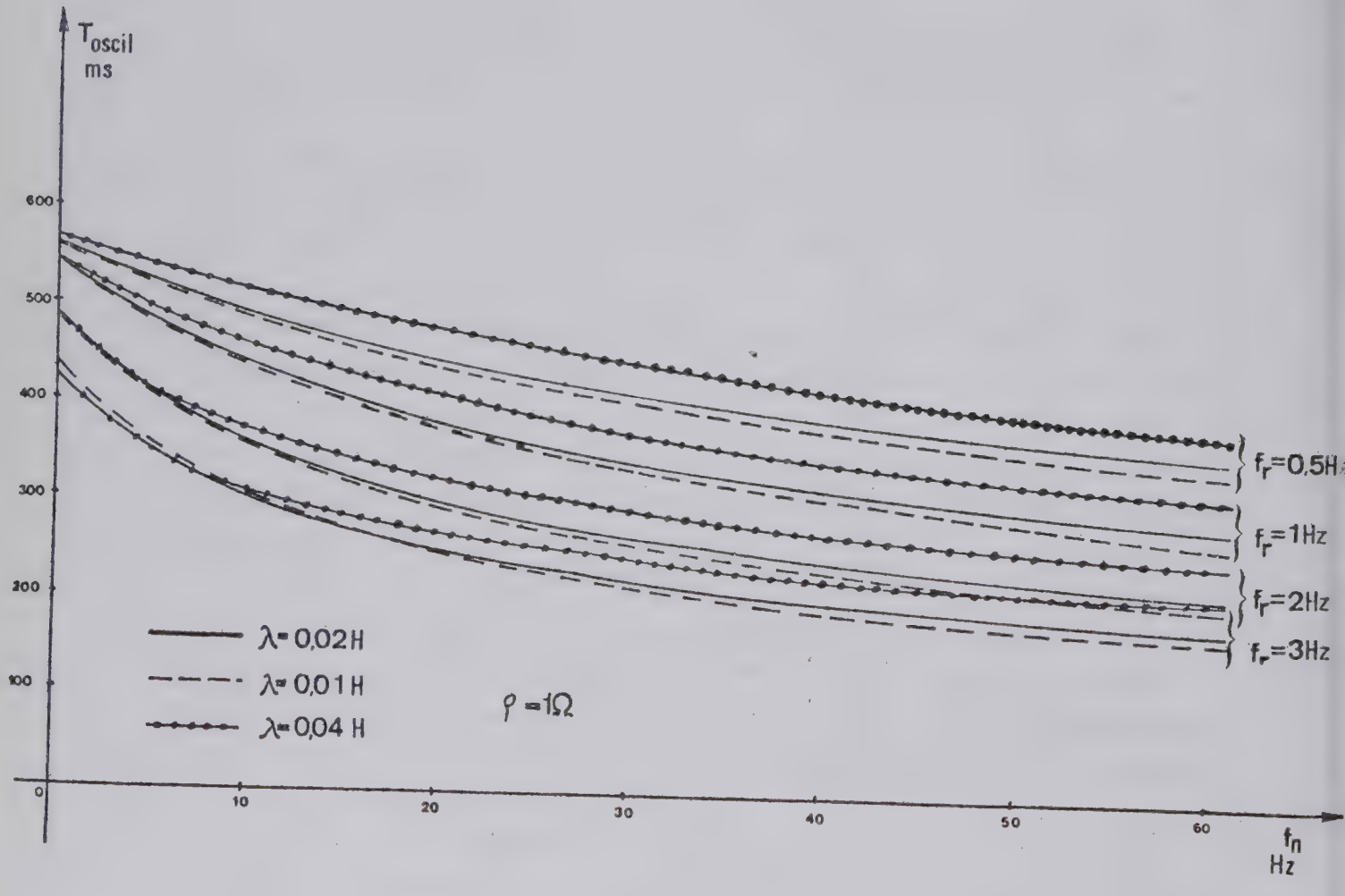


FIG. II-9 Variations de la période d'oscillations $T_{oscil}$ en fonction du point de fonctionnement et $\lambda$ (inductance de lissage).

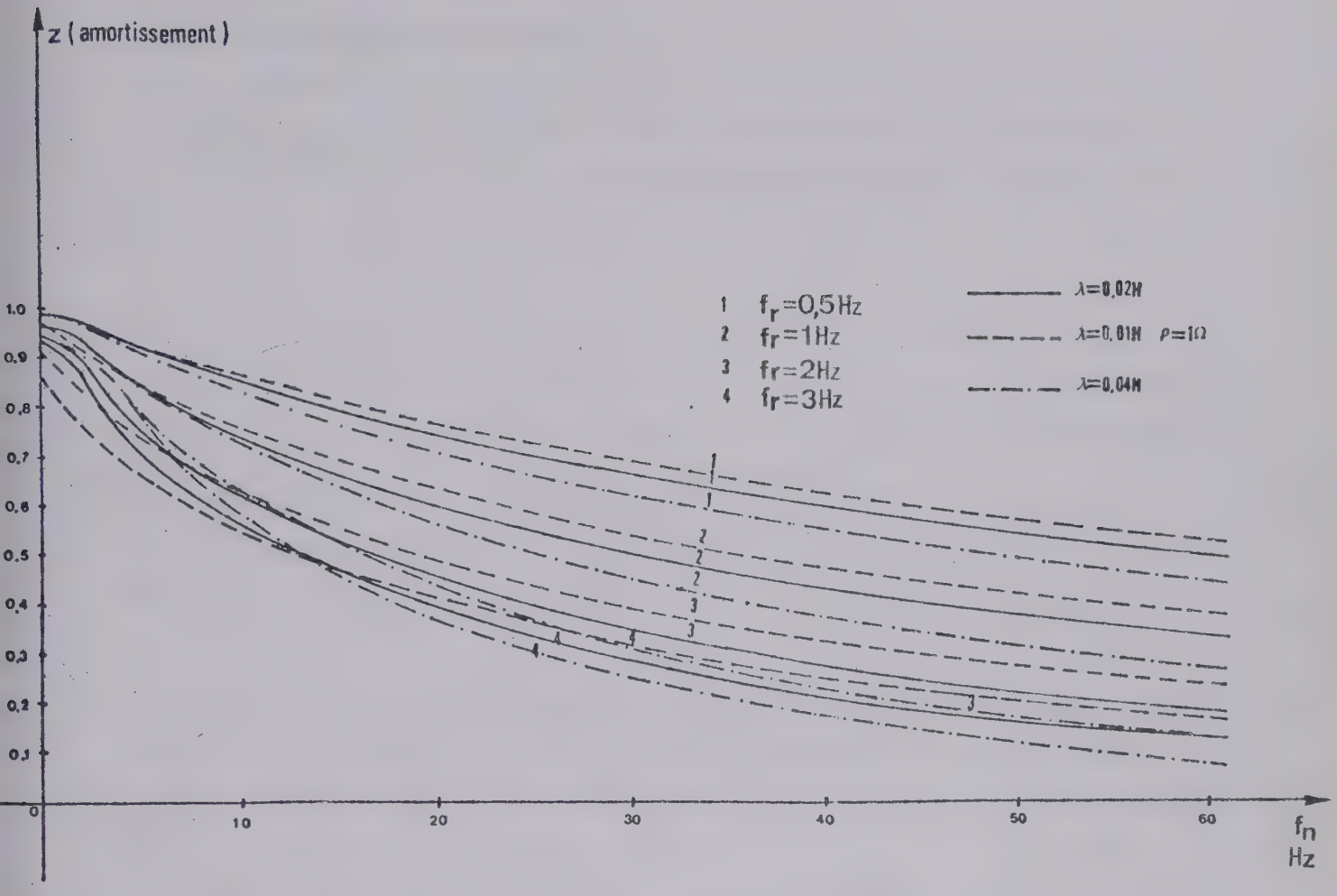


FIG. II-10 Variations de l'amortissement en fonction du point de fonctionnement et ( inductance de lissage )

Nous avons fait varier la résistance de lissage en vérifiant son influence sur la répartition des pôles . Nous pouvons conclure qu'une augmentation de $\varrho$ ( $\varrho$ = 2 Ω ) provoque une croissance des parties réelles des pôles réels et complexes . Par conséquent nous obtenons une augmentation de l'amortissement d'oscillation du système. Les mêmes essais ont été effectués pour $\varrho$ =0,5Ω où nous trouvons une réaction contraire .

Dans le tableau II-T3 nous avons résumé les résultats caractérisant le mode de fonctionnement du système en boucle ouverte.

Ce mode étant toujours oscillatoire , est en particulier fort dans le domaine de vitesse et de fréquence rotorique élevées , dans lequel le comportement du système devient le plus difficile car les oscillations de grande amplitude sont peu amorties.

| Fréquence rotorique | Résistance de lissage | Pulsation de rotation | Pôle réel | Pulsation d'oscillations | Amortissement | Période d'oscillations |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $f_r$ | $\varphi$ | $\omega_n$ | $d_o$ | $\Omega_o$ | z | T |
| Hz | $\Omega$ | rad/s | | | | ms |
| 0,5 | 0,5 | 383 | 54,56 | 23,02 | 0,164 | 273 |
| 3,0 | | | 62,80 | 36,07 | 0,093 | 174 |
| 5,0 | | | 65,43 | 45,90 | 0,036 | 134 |
| 0,5 | 2,0 | 383 | 111,90 | 15,05 | 0,672 | 417 |
| 3,0 | | | 114,30 | 28,38 | 0,313 | 221 |
| 5,0 | | | 113,10 | 36,29 | 0,262 | 173 |

TABLEAU II-T3 Influence de la variation de résistance de lissage sur la répartition des pôles et sur le mode oscillatoire du système en boucle ouverte

## II-3.3 Répartition des zéros

Les zéros de la fonction de transfert F(p) ont les racines de N'(p)=0 soit

$$G_T\left[\left(\frac{R_r}{L_r} + p\right)^2 + \omega_r^2\right] = 0 \qquad (II\text{-}38)$$

Cette équation possède deux racines complexes et conjuguées. Elles sont données par l'expression suivante:

$$Z_{1,2} = -\frac{R_r}{L_r} \pm j\omega_r \qquad (II\text{-}39)$$

En posant $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ ( constante de temps électrique du circuit de rotor ) nous pouvons présenter les zéros de la manière suivante:

$$Z_{1,2} = -\frac{1}{\tau_r} \pm j\omega_r \qquad (II\text{-}40)$$

Nous constatons que la partie réelle des zéros est constante et négative et que ainsi la réponse est minimale de phase sur toute la plage de fonctionnement.

## II-3.4 Conclusion

La répartition des pôles du système, décrit par la transmittance F(p) , permet de conclure quelle est la dynamique du système en boucle ouverte. Nous avons constaté que le système, étant du troisième ordre a un mode oscillatoire de fonctionnement en boucle ouverte. Les paramètres des oscillations propres dépendent de l'état du système ( $f_r$ et $f_n$ ).

L'étude effectuée a mis en évidence des fonctionnements présentant des oscillations peu amorties pour une vitesse et une fréquence élevées. Nous concluons donc qu'il est nécessaire de compenser les pôles placés dans cette zone de manière à les éloigner de l'axe imaginaire. Par exemple, on peut augmenter la partie réelle des pôles complexes en obtenant ainsi une amélioration au niveau du coefficient d'amortissement.

Dans la suite de ce chapitre, nous présentons quelques réponses indicielles du système , obtenues par la simulation numérique pour différents régimes transitoires. Ces réponses sont déterminées en considérant les mêmes hypothèses que précédemment ( système linéaire ). Dans la dernière partie nous présentons des réponses indicielles du système non linéaire ( prise en compte de la varition de la vitesse ) de manière à vérifier la justesse des hypothèses de linéarisation effectuée pour la détermination de la fonction de transfert.

## II-4 REPONSE INDICIELLE DU SYSTEME EN BOUCLE OUVERTE

### II-4.1 Réponse indicielle du système considéré comme linéaire en boucle ouverte

Nous considérons dans un premier temps le système linéaire tel qu'il a été défini précédemment ( $f_m$ et $f_r$ constantes ). La simulation numérique de ces régimes transitoires a été faite sur calculateur numérique par intégration numérique des équations électriques ( II-2 , II-3 et II-4 ) par la méthode de RUNGE-KUTTA .

Nous avons considéré une variation de la tension fournie par le redresseur et relevé les variations du courant continu (FIG. II-11).

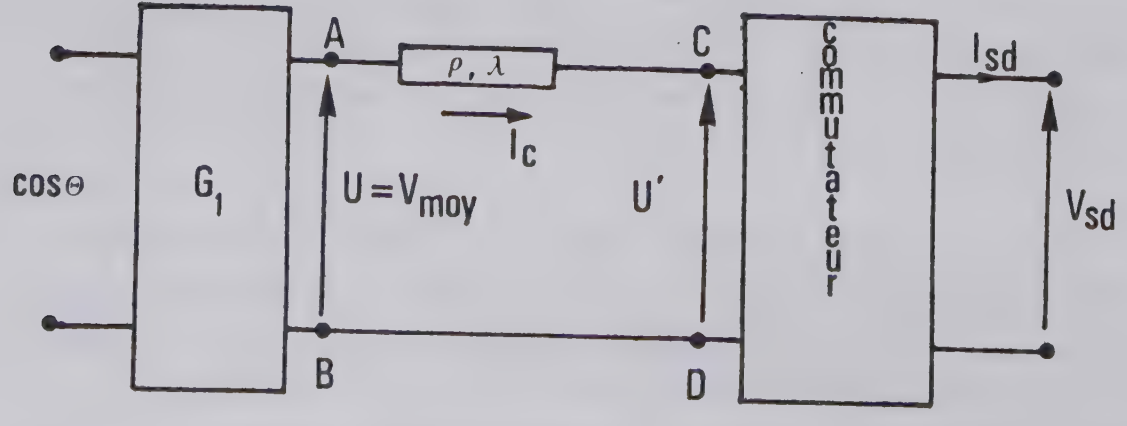


FIG. II-11 Schéma bloc du système en boucle ouverte

Nous vérifions ainsi les résultats obtenus avec la répartition des pôles à savoir que la réponse est oscillatoire amortie avec un amortissement qui décroît quand la fréquence rotorique ou la vitesse augmentent. Nous constatons également que la fréquence d'oscillation croît avec la vitesse pour une même fréquence rotorique ce qui est compatible avec les résultats donnés sur les courbes des figures II-12 et II-13.

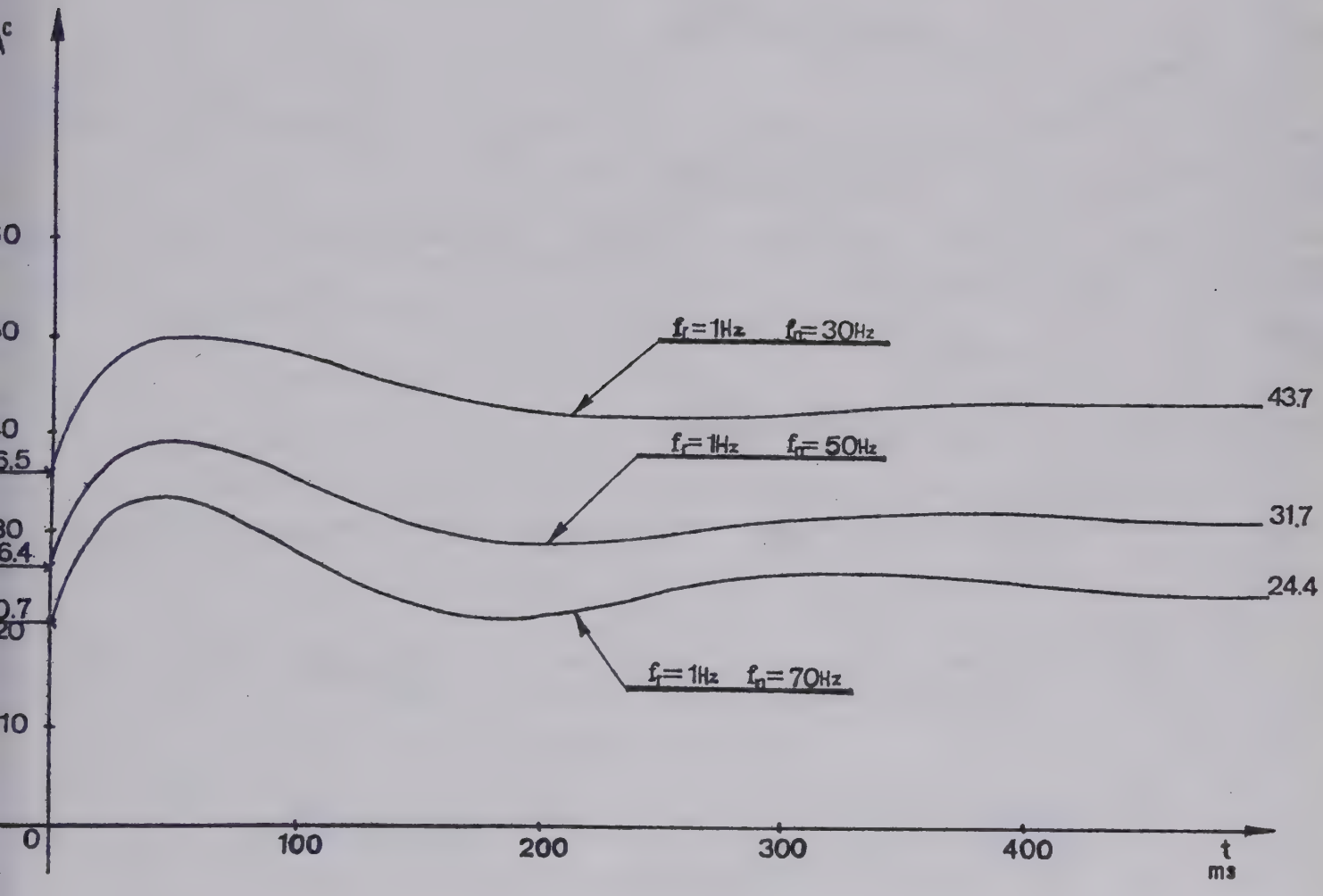


FIG. II-12 Réponse indicielle du système en boucle ouverte à un échelon de tension $\Delta U$= 20 V ; $\lambda$ = 0,02 H ; $f_r$ = 1 Hz

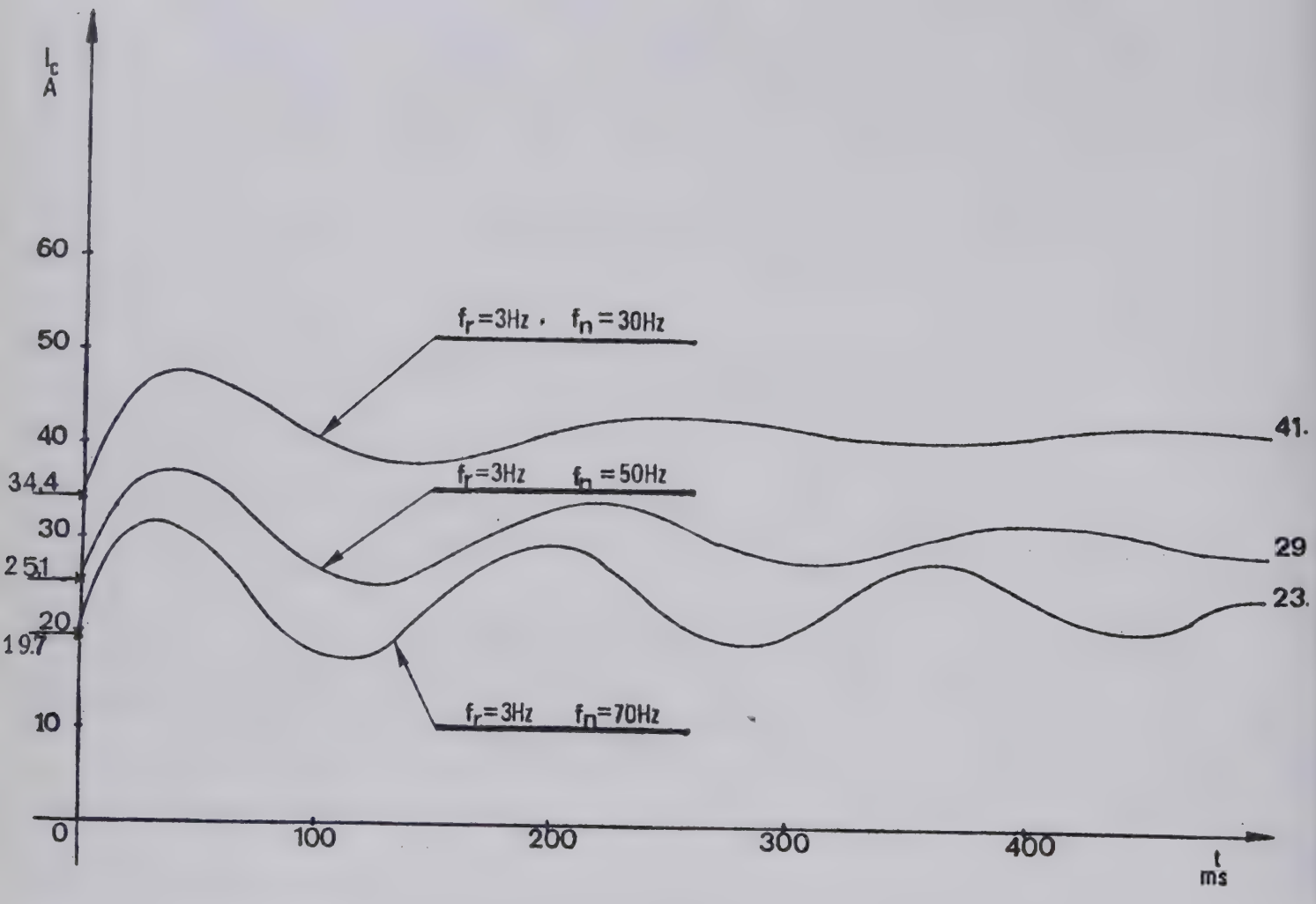


FIG. II-13 Réponse indicielle du système en boucle ouverte à un échelon de tension $\Delta U$=20V; $\lambda$=0,02H, $f_r$=3Hz

II-4.2 Réponse indicielle du système en boucle ouverte en tenant compte de l'équation mécanique.

Dans le paragraphe précédent nous avons déterminé la réponse indicielle du système en boucle ouverte à un échelon de tension $\Delta U$ en le considérant comme linéaire (point de fonctionnement déterminé par un choix des $f_r$ et $\omega_n$ ). Nous allons maintenant nous intéresser à la réponse indicielle en prenant en compte les variation de l'entrée de tension.

Le système d'équations différantielles à intégrer pour la simulation de la réponse est donné par les équations II-2 , II-3 , II-4 et II-5.

En se donnant une valeur du courant $I_c|_{t=0}=I_{co}$ delivré par le redresseur et en fixant la fréquence rotorique $f_{ro}$ et une vitesse de rotation ou une valeur du couple résistant nous déterminons les condition initiales électriques et mécaniques nécessaires. Elles sont définies de la manière suivante:

$$I_c|_{t=0} = I_{co} \text{ d'où } I_{sdo} \quad I_{co}/K$$

$$I_{rdo} = -\frac{L_r M_{sr} \omega_{ro}^2}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{ro}^2} \cdot I_{sdo}$$

$$I_{rqo} = -\frac{M_{sr} R_r \omega_{ro}}{R_r^2 + L_r^2 \omega_{ro}^2} \cdot I_{sdo}$$

le couple électromagnétique initial a pour expression:

$$C_{eo} = -P M_{sr} I_{sdo} \cdot I_{rqo}$$

et en imposant le couple résistant $C_{ro}$ ( on pourra choisir un couple résistant proportionnel à $\Omega_N$ ) nous trouvons la pulsation de rotation initiale donnée comme au-dessous:

$$\omega_{no} = \frac{P(C_{eo} - C_{ro})}{f}$$

et par conséquent

$$\omega_{so} = \omega_{ro} + \omega_{no}$$

En définissant le courants initials $i_{\alpha o}$ et $i_{\beta o}$ de la manière suivante:

$$i_{\alpha o} = \frac{1}{L_1}(L_1 I_{sdo} + M_{sr} I_{rdo})$$

$$i_{\beta o} = \frac{1}{L_r}(M_{sr} I_{sdo} + L_r I_{rdo})$$

La tension $U_o$ correspondante à l'état initial a pour expression :

$$u_o = \frac{R_1 L_1 L_r}{K\Delta} i_{\alpha o} - \frac{R_1 L_r M_{sr}}{K\Delta} i_{\beta o} - \frac{M_{sr}\omega_{so}}{K} i_{rqo}$$

A - Variation de la tension d'entrée :

A partir de cet état initial, on effectue un échelon de tension $u = u_o + \Delta u$ ( $\Delta u = 20\,V$ ) en cherchant la réponse indicielle d'un tel système. Pour cela, il s'agit de résoudre les équations différentielles citées plus haut. La procédure de la résolution reste donc la même que précédemment.

Les résultats obtenus par une telle simulation numérique sont montrés sur les figures II-14, II-15 et II-16. Les courbes représentent la réponse indicielle du système en boucle ouverte, dont le courant $I_c = f(t)$ , ainsi que la pulsation de rotation $\omega_m = f(t)$ et le couple électromagnétique $C_e = f(t)$ pour les fréquences rotoriques $f_{r1} = 1Hz$, $f_{r2} = 3Hz$ et $f_{r3} = 5Hz$ . Nous voyons que dans les trois cas examinés le système en boucle ouverte a une fréquence oscillatoire mais des propriétés différentes. Nous concluons que ce mode oscillatoire pour la fréquence rotorique $f_r$ égale à 1 Hz a une période d'oscillation T égale à 345 ms, la première amplitude est assez grande mais il est relativement bien amorti. Quant la fréquence rotorique élevée ( $f_r = 5\,Hz$ ) la réponse indicielle est très fortement oscillatoire, la période d'oscillation T devient plus courte et égale à 155 ms, l'amplitude d'oscillation est grande et l'amortissement est très faible. Il est à remarquer que ce mode oscillatoire dure longtemps, surtout dans le cas de fréquence rotorique élevée où nous observons des oscillations toujours très fortes même après 500 ms.

Nous pouvons comparer les propriétés de la réponse indicielle obtenue dans les deux cas de la simulation (système considéré comme linéaire et non linéaire).

L'amortissement de la réponse est caractérisé par le décrément logarithmique $\delta$ :

$$\delta = \ln ( A_n / A_{n+1} ) = z \Omega_o T \qquad ( II\text{-}41 )$$

ou

$$\delta = 2 z \pi / (1 - z^2)^{1/2} \qquad ( II\text{-}42 )$$

et avec $A_n$ et $A_{n+1}$ deux dépassement successifs.

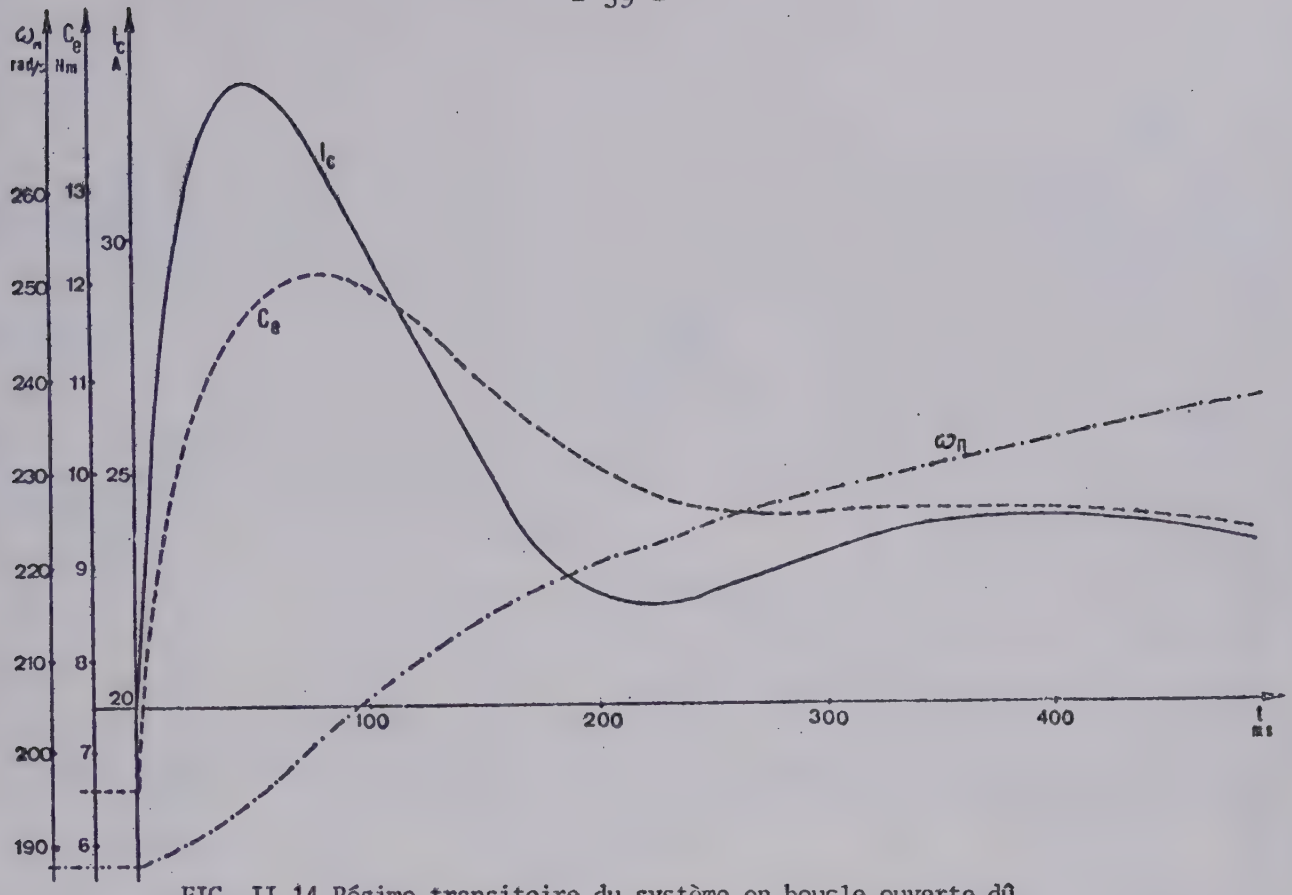


FIG. II-14 Régime transitoire du système en boucle ouverte dû à l'échelon de tension $U=U_o+U$; $U_o=54,85V$, $U=20V$, $f_r=1Hz$

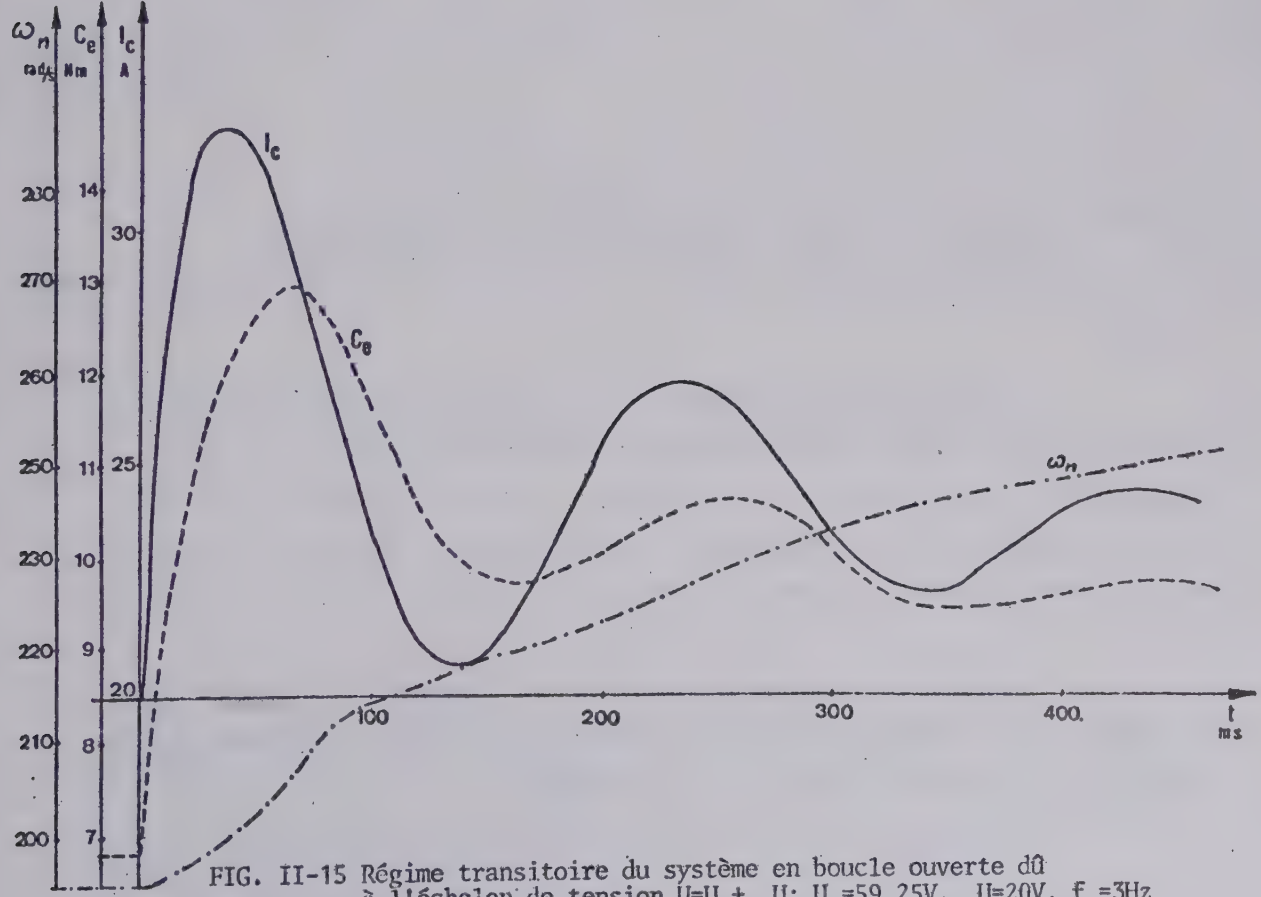


FIG. II-15 Régime transitoire du système en boucle ouverte dû à l'échelon de tension $U=U_o+U$; $U_o=59,25V$, $U=20V$, $f_r=3Hz$

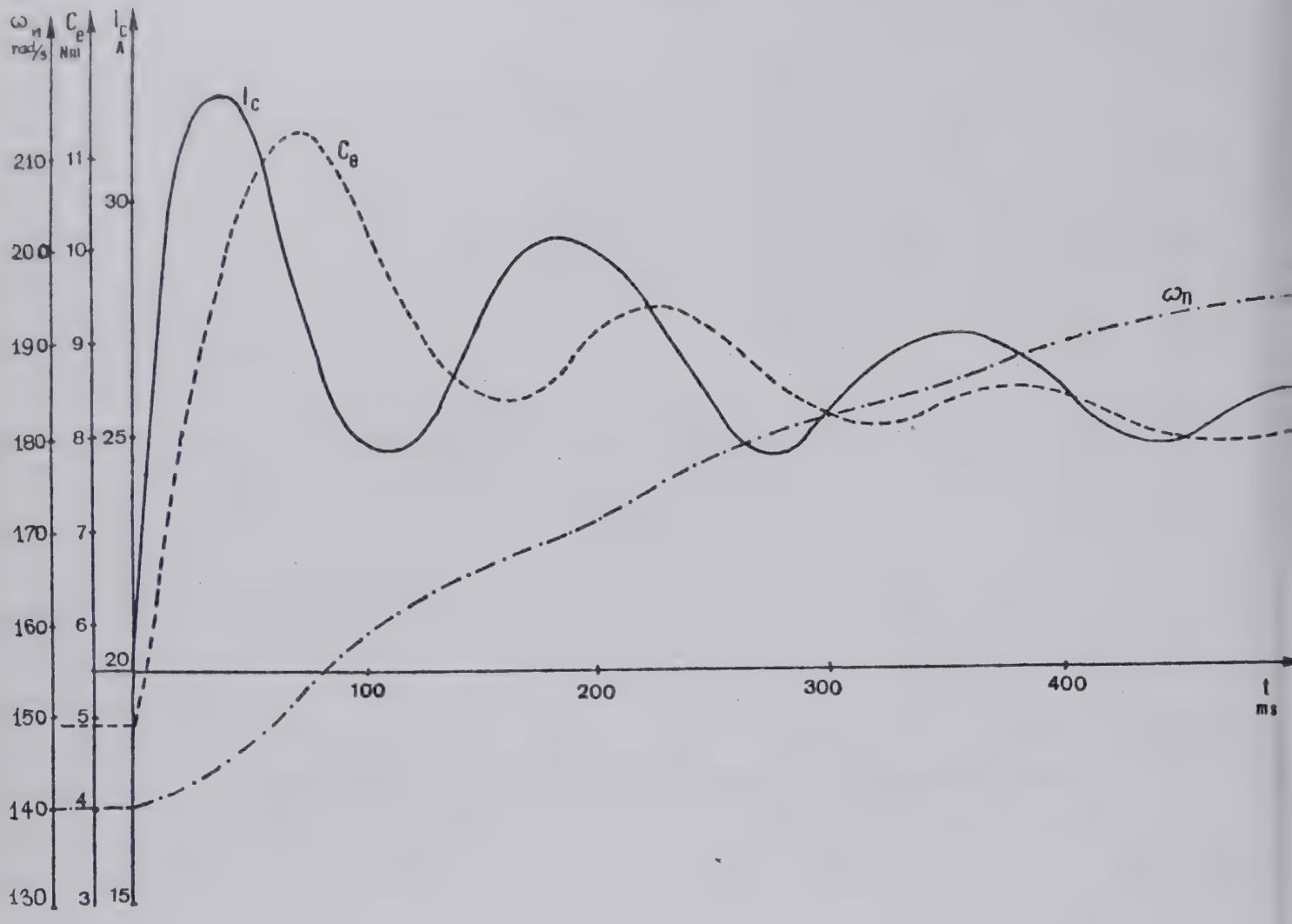


FIG II-16 Régime transitoire du système en boucle ouverte dû à l'échelon de tension $U=U_o+\Delta U$ ; $U_o=43,88V$, $\Delta U=20V$ $f_r=5Hz$

A partir de l'expression ci-dessous nous avons trouvé les grandeurs caractéristiques du mode oscillatoire. Nous les avons regroupées dans le tableau II-T4 . Nous voyons que le régimes transitoires examinés par la simulation ( sans et avec l'équation mécanique ) donnent pratiquement les mêmes résultats.

Nous pouvons donc conclure que l'hypothèse de linéarisation du système est valable puisque le régime transitoire de courant a lieu pendant une faible variation de la vitesse .

| Fréquence rotorique $f_r$ [Hz] | | 1 | 3 |
|---|---|---|---|
| Système considéré comme linéaire | Pulsation de rotation $\omega_n$ [rad/s] | 188,5 | |
| | $\delta = \ln ( A_n/A_{n+1} )$ | 2,5 | 1,029 |
| | Amortissement z | 0,370 | 0,161 |
| | Période d'oscillations T[ms] | 340 | 190 |
| | Pulsation d'oscillations $\Omega_o$ | 19,87 | 33,64 |
| Système non linéaire (prise en compte de l'équation mécanique) | Pulsation de rotation $\omega_n$ [rad/s] | variable | |
| | $\delta = \ln ( A_n/A_{n+1} )$ | 2,639 | 0,991 |
| | Amortissement z | 0,387 | 0,156 |
| | Période d'oscillations T[ms] | 345 | 195 |
| | Pulsation d'oscillations $\Omega_o$ | 19,76 | 32,57 |

Tableau II-T4 Comparaison des modes oscillatoires du système considéré comme linéaire et non linéaire

B - Variation de la fréquence rotorique

Cette étude a consisté à trouver la réponse du système en boucle ouverte quand l'échelon a été appliqué à une autre entrée, i.e. " $\omega_r$ ". Dans ces conditions nous avons fixé la tension U=100V ce qui correspond à un cos $\varphi$ =0,529 ,la pulsation de rotation $\omega_n$=188,5rad/s et la fréquence rotorique au départ $f_{ro}$=2Hz.

La mise en équation a été identique à ce qui a été fait plus haut ( paragraphe II-4.1 ). L'échelon de fréquence rotorique $\Delta f_r$ est égal à 0,5Hz.

Les résultats obtenus sont montrés sur la figure II-17. Nous voyons que la réponse du système est légèrement oscilltoire ne se stabilisant qu'après 400 ms . L'amplitude des oscillations est plus grande en vitesse et en fréquence élevées et l'amortissement également diminue quand $\omega_n$ croît.

En comparant qualitativement des modes oscillatoires obtenus précédemment nous voyons que dans le cas de $\omega_n$= 50rad/s et $f_r=f_{ro}$+ 0,5Hz ($f_{ro}$=3Hz) l'amortissement z est égal à 0,109 , la période d'oscillations T égale à 180 ms et la pulsation d'oscillations propres $\Omega_o$ est égale à 35,32.

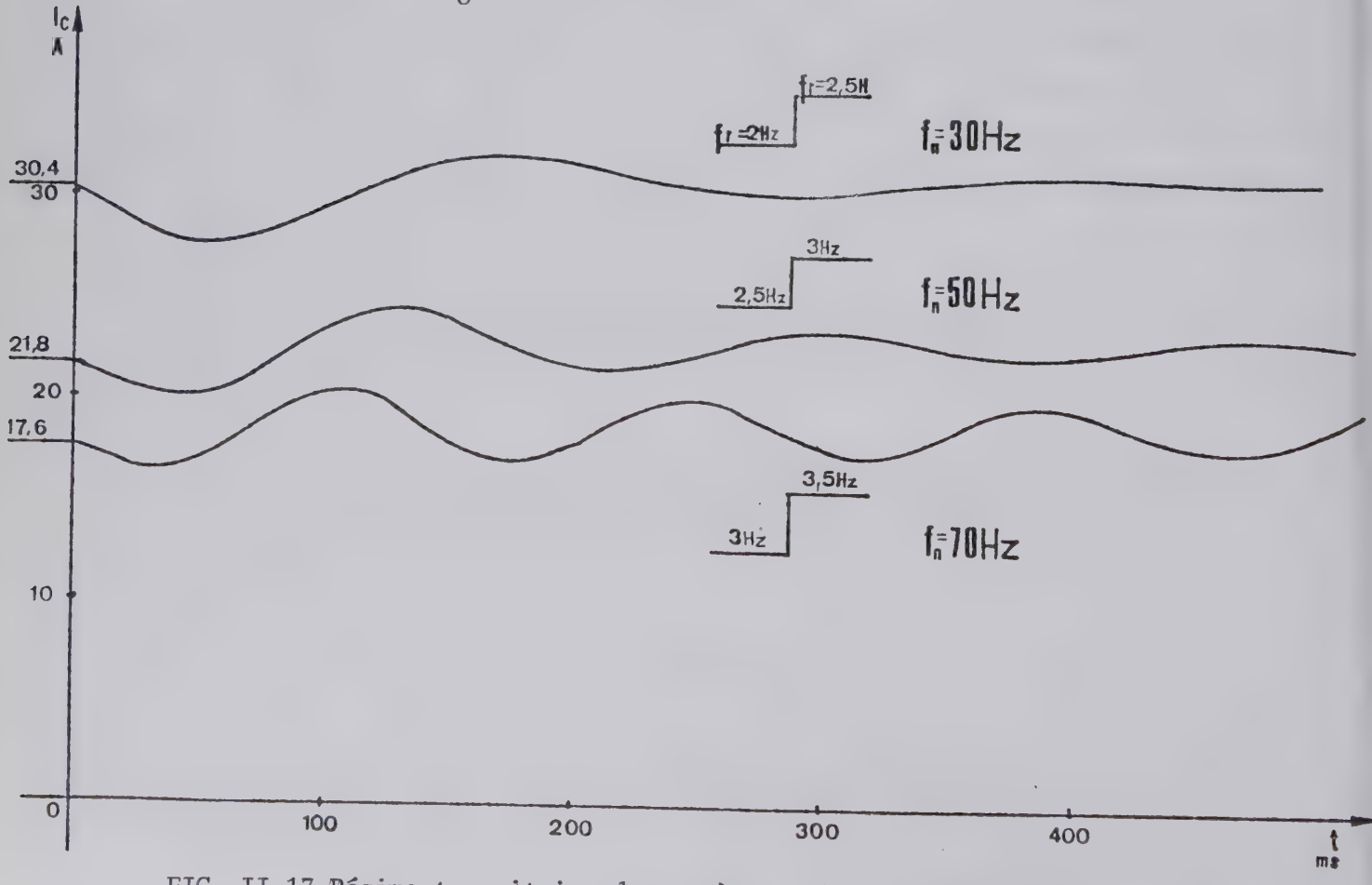


FIG. II-17 Régime transitoire du système en boucle ouverte dû à l'échelon de fréquence rotorique $\Delta f_r$= 0,5Hz

Comme nous avons des réponses indicielles des mêmes caractéristiques, nous pouvons donc conclure que dans le régime transitoire provoqué par la variation de la fréquence rotorique le système en boucle ouverte a un fonctionnement oscillatoire peu amorti.

## II-5 CONCLUSION

L'étude de la réponse indicielle du système en boucle ouverte a vérifié et a complété les résultats concernant la dynamique du système examiné. Elle a confirmé que dans certaines zones le fonctionnement est caractérisé par des modes oscillatoires d'amplitude impotante , de période relativement courte et d'amortissement très petit.

Nous constatons que quelle que soit l'entrée, le régime permanent est atteint après un temps de l'ordre 500ms pour une vitesse faible et il se prolonge en vitesse élevée puisque le coefficient d'amortissement diminue.

Les deux études montrent également la justification de la linéarisation du système pour l'étude en boucle ouverte.

Dans le chapitre suivant nous étudierons les caractéristiques du régulateur de courant à partir des performances du système en boucle ouverte étudiées dans ce chapite.

# CHAPITRE III

## SYSTEME EN BOUCLE FERMEE -

## STRATEGIE DE LA REGULATION DE COURANT

## III-1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous envisageons les problèmes de la dynamique du système en boucle fermée. En se référant aux hypothèses données dans le chpitre II nous considérons le système en boucle ouverte comme continu et linéaire en un point de fonctionnement fixe.

Le but principal sera donc de choisir un réseau correcteur et ses paramètres de telle manière que la qualité de la régulation soit satisfaisante d'après les critères imposés. Les critères de qualité que nous retiendrons sont :

- la précision statique du système en boucle fermée
- les paramètres choisis concernant la réponse indicielle du système en boucle fermée.

Nous réalisons le réseau correcteur choisi à l'aide des techniques numériques et nous comparons les résultats expérimentaux avec ceux-ci obtenu par la simulation numérique du système.

## III-2 REGULATION IMPOSEE

### III-2.1 Fonction de transfert du système en boucle fermée

Dans le chapitre précédent nous avons déterminé l'expression de la transmittance $F(p)$ qui est une fonction de transfert du système en boucle ouverte et qui se compose :

- du redresseur
- du commutateur
- de la machine asynchrone autopilotée

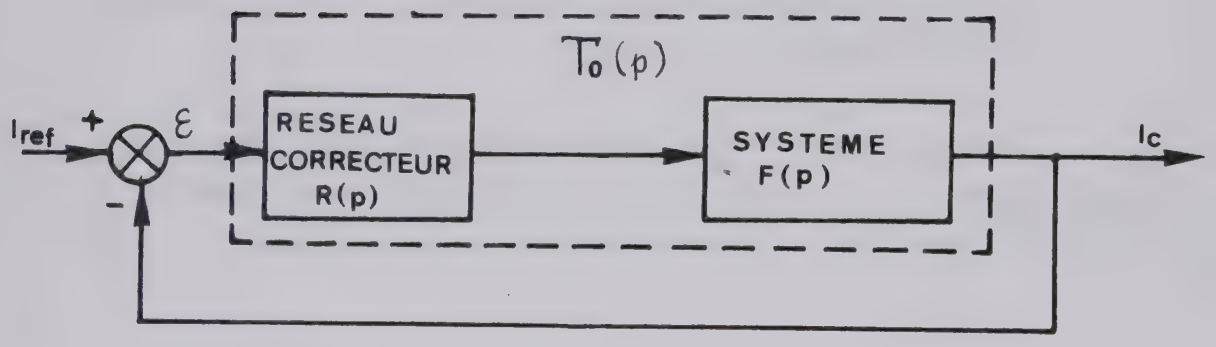


FIG. III-1 Schéma bloc du système asservi

La fonction de transfert du système complet ( FIG. III-1 ) en boucle ouverte est :

$$T_o(p) = R(p) \cdot F(p) \qquad ( III-1 )$$

Dans le cas d'un réseau correcteur proportionnel où $R(p)=K_p$, la fonction de transfert $T_o(p)$ aura uniquement son gain statique changé:

$$G_{To} = G_T \cdot K_p \qquad ( III-2 )$$

La transmittance du système asservi devient alors:

$$T'(p) = \frac{T_o(p)}{1 + T_o(p)} \qquad (III-3)$$

et son équation caractéristique sera :

$$1 + T_o(p) = 0$$

Le réseau correcteur proportionnel-intégral a comme fonction de transfert :

$$R(p) = K_p + K_i \cdot \frac{1}{p} \qquad (III-4)$$

et la transmittance du système en boucle ouverte s'écrit :

$$T_o'(p) = \frac{K_p \cdot p + K_i}{p} \cdot \frac{G_m \left[ \left( \frac{R_r}{L_r} + p \right)^2 + \omega_r^2 \right]}{p^3 + C_1 p^2 + C_2 p + C_3} \qquad (III-5)$$

En fermant la chaîne de retour nous obtenons la transmittance totale donnée sous la forme suivante:

$$T(p) = \frac{T_o'(p}{1 + T_o'(p)} \qquad (III-6)$$

d'où l'équation caractèristique du système asservi:

$$1 + T_o'(p) = 0 \qquad (III-7)$$

Nous étudions cette équation lors de l'analyse des propriétés dynamiques du système bouclé.

## III-2.2 Critères de régulation

Nous retiendrons principalement les critères de qualité de la régulation applicable à cette étude:

A) La précision statique est définie à partir de l'erreur en régime permanent:

$$\varepsilon_s = \lim_{t \to \infty} \varepsilon(t) \qquad (III-8)$$

Il faut remarquer que la précision statique dépend de l'ordre du pôle à l'origine de la fonction de transfert en boucle ouverte et qu'elle est proportionnelle au gain statique de la boucle ouverte.

Pour avoir une erreur statique égale à zéro il est nécessaire de choisir un régulateur constitué d'une partie intégrale à moins que le système possède lui même un pôle à l'origine dans sa fonction de transfert en boucle ouverte.

B) Les critères de qualité de la réponse indicielle décidant de la précision dynamique du système. Parmi eux nous trouvons:

- la rapidité, i.e. le système est d'autant plus rapide que son transitoire est bref. On note la durée de celui-ci par le temps de réponse ( ou le temps de la régulation ) "$t_r$" du système, défini comme pour un système du premier ordre, par le temps au bout duquel l'erreur en réponse à un échelon unitaire devient inférieure ou égale à un pourcentage donné par exemple 2% ou 5% (FIG. III-2).

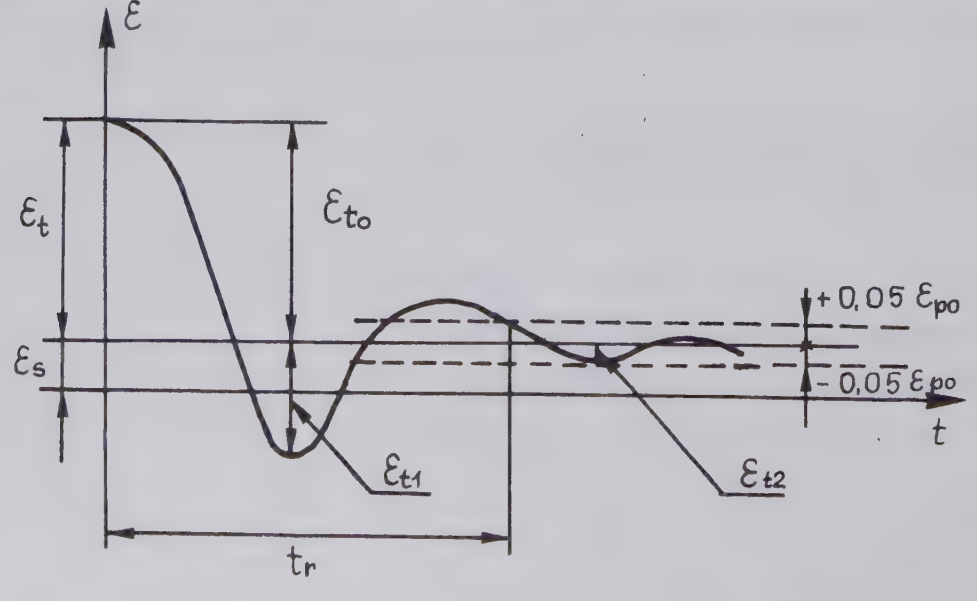


FIG. III-2 Allure de l'erreur transitoire et les paramètres de la réponse indicielle

- le dépassement $\mathcal{X}$ défini comme:

$$\mathcal{X} = \frac{\varepsilon_{t1}}{\varepsilon_{to}} \cdot 100\% \qquad (III-9)$$

où $\varepsilon_{to}$- valeur maximale de l'erreur transitoire

$\varepsilon_{t1}$- valeur maximale de l'erreur transitoire de signe contraire

En général on accepte un dépassement $\mathcal{X}$ inférieur à 20%.

-l'amortissement correspondant à un taux de décroissance donné des oscillations de l'erreur. On peut chiffrer cet amortissement par le décrément logarithmique $\delta$ des oscillations:

$$\delta = \ln(\varepsilon_{t1}/\varepsilon_{t2}) \quad \text{ou} \quad \delta = 2z\pi/(1-z^2)^{1/2} \qquad (III-10)$$

Il faut noter que le temps de réponse $t_r$ est lié à l'amortissement si l'amortissement est petit le temps de réponse devient grand par suite d'une décroissance lente des oscillations de la réponse.

En choisissant les paramètres du réseau correcteur nous voulons obtenir:

- l'erreur statique $\varepsilon_s$ égale à zéro ($\varepsilon_s = 0$)
- le temps de réponse $t_r$ le plus court possible et inférieur à 30ms ($t_r \leqslant 30ms$)
- l'amortissement $z$ supérieur à 0,5 ($z \geqslant 0,5$)
- le dépassement $\mathcal{X}$ inférieur à 20% ($\mathcal{X} < 20\%$)

Dans la suite nous utiliserons un des critères de performances, c'est-à-dire le critère de la valeur absolue de l'écart donné par l'expression:

$$I = \int_0^\infty |\varepsilon(t)|\, dt \qquad (III-11)$$

Les performances sont d'autant meilleures que l'intégrale "I" est plus faible.

## III-3 CHOIX DE L' ALGORITHME DE LA REGULATION

Pour garantir une précision de régulation satisfaisante il est nécessaire d'utiliser au moins un régulateur de type proportionnel-intégral de manière à obtenir une erreur statique nulle. Afin de déterminer les caractéristiques du régulateur , nous avons réalisé une étude concernant la répartition des pôles du système en boucle fermée. Nous avons utilisé la simulation numérique du système pour tester différentes valeurs des gains au vu des critères énoncés précédemment. L'algorithme de régulation est réalisé sur le minicalculateur PDP-8/L fonctionnant " on line " dans le système.

### III-3.1 Réseau correcteur proportionnel-intégral

En plus de la suppression de l'erreur statique le réseau correcteur proportionnel-intégral permet d'amélirer la dynamique du système en boucle fermée. La réaction intégrale devient indispensable en particulier si dans le système nous avons les perturbations ( $\omega_r$, $\omega_n$, $C_r$ ).

Nous proposons une structure du réseau correcteur "PI" tout à fait classique indiquée sur la figure III-3.

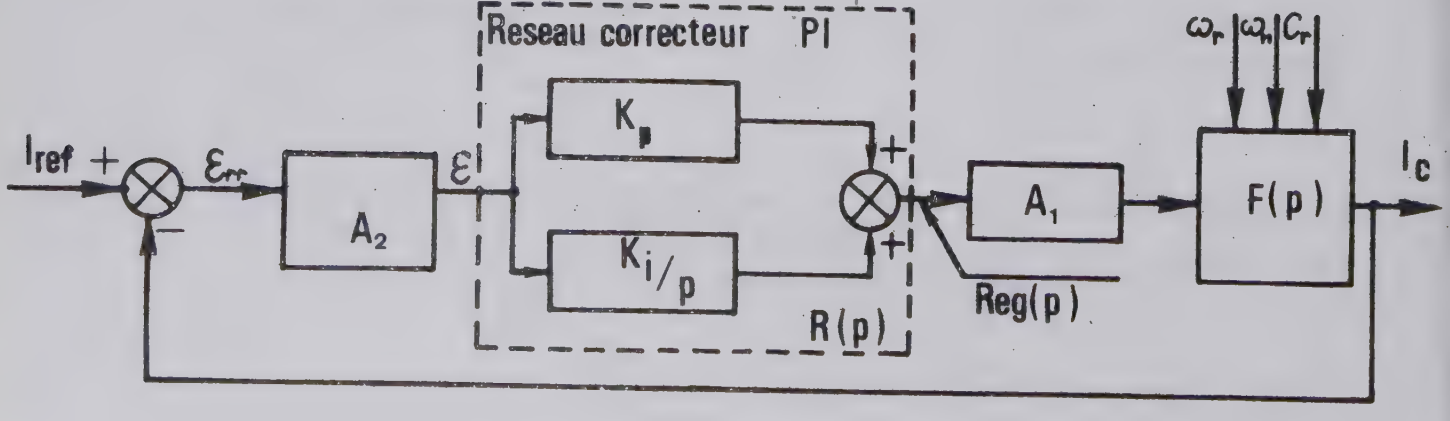


FIG. III-3 Schéma bloc du système asservi ( réseau correcteur PI )

Le réseau-correcteur PI a por fonction de transfert:

$$R(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \qquad (III-12)$$

où $K_p$ - gain de proportionnalité
$K_i$ - gain intégral ( $K_i = \frac{1}{T_i}$ , $T_i$ - constante de temps d'intégration ).

Le bloc $A_2$ correspond au gain total du shunt et du capteur de courant et $A_1$ représente le bloc d'adaptation entre la sortie du régulateur Reg(p) et le module d'amorçage des thyristores.

### III-3.1.1 Recherche des paramètres du réseau correcteur " $K_p$ " et " $K_i$ "

La détermination des gains $K_p$ et $K_i$ du réseau correcteur se fera dans la zone où l'amortissement est le plus faible, c'est-à-dire pour $\omega_r$ et $\omega_n$ élevées tel que nous l'avons défini au chapitre II. Si les critères de régulation définis au début de ce chapitre sont remplis dans ce domaine de fonctionnement nous pouvons penser que le comportement du système dans les autres domaines sera sinon optimal du moins satisfaisant.

Dans la suite nous effectuons une étude qui permet à partir de répartition des pôles de déterminer d'une manière générale les caractéristiques du régime transitoire du système.

La simulation numérique réalisé au chapitre précédent pour étudier la réponse indicielle du système en boucle ouverte a servi ici pour tester plusiers valeur des gains $K_p$ et $K_i$ d'après les critères de régulation définis précédemment. Cette simulation a permis de vérifier les paramètres $K_p$ et $K_i$ déterminés au paragraphe suivant.

A) Lieux des pôles du système asservi pour les différents paramètres Kp et Ki :

Connaissant la structure du réseau correcteur PI, nous pouvons déterminer la fonction de transfert du système asservi en reprenant l'expression de la transmittance du système en boucle ouverte III-5 :

$$T_o'(p) = \frac{K_p p + K_i}{p} \cdot \frac{G_T\left[\left(\frac{R_r}{L_r} + p\right)^2 + \omega_r^2\right]}{p^3 + C_1 p^2 + C_2 p + C_3} \qquad (III-13)$$

Le système asservi a pour transmittance (FIG. III-3) :

$$T_f(p) = \frac{A_K (K_p p + K_i)\left[\left(\frac{R_r}{L_r} + p\right)^2 + \omega_r^2\right]}{p^4 + D_1 p^3 + D_2 p^2 + D_3 p + D_4} = \frac{N_f(p)}{D_f(p)} \qquad (III-14)$$

avec $A_K = A_1 A_2 G_T$

et

$$D_1 = C_1 + A_K K_p$$

$$D_2 = C_2 + \left(2\frac{R_r}{L_r} K_p + K_i\right) A_K$$

$$D_3 = C_3 + A_K\left[K_p\left(\frac{R_r^2}{L_r^2} + \omega_r^2\right) + 2\frac{R_r}{L_r} \cdot K_i\right]$$

$$D_4 = A_K K_i \left[\frac{R_r^2}{L_r^2} + \omega_r^2\right]$$

En prenant des valeurs de fr égale à 3 Hz et $f_N$ égale à 60 rd/s (zone de fonctionnement difficile) nous avons cherché les pôles de la transmittance $T_f(p)$ en faisant varier le gain intégral Ki de 2 à 40. Pour chaque valeur du gain Ki nous avons changé le gain proportionnel Kp de 0,1 à 0,6.

Le but principal de cette étude a été de trouver les lieux des pôles en fonction des paramètres Kp et Ki. L'équation caractéristique $D_f(p) = 0$ a quatre racines se trouvant toujours dans le demi-plan gauche (système asservie est stable). Elles sont soit toutes les quatre complexes (deux paires conjuguées ) soit deux réelles et deux complexes conjuguées.

Les critères définis précédemment nous permettent de déterminer le domaine des pôles acceptables. Nous nous sommes fixés comme limite la ligne d'amortissement z égale à 0,5. La deuxième limite est liée avec le critère de rapidité. Dans le système d'ordre quelconque la rapidité du système peut être mesurée par une grandeur $1/\Omega'_0$ où dans le cas de système du quatrième ordre $\Omega'_0$ a pour expression [17] :

$$\Omega'_0 = \sqrt{p_1 \cdot p_2 \cdot p_3 \cdot p_4} \quad [1/s] \qquad (III-15)$$

$p_1, p_2, p_3, p_4$ - racines de l'équation caractéristique

Nous pouvons conclure que pour un paramètre Ki donné les pôles qui nous intéressent correspondent à un Kp $\geqslant$ 0,1. Le critère de rapidité (tr de l'ordre de 30 ms) limite Kp à 0,3 car une valeur plus élevée provoque un rapprochement des pôles à l'origine.

Quant au paramètre Ki, nous constatons qu'une valeur faible donne une configuration des pôles défavorable puisqu'ils sont trop proches de l'origine. En effet, pour le gain proportionnel Kp égal à 0,10 nous avons trouvé que Ki doit être supérieur à 26 pour avoir la rapidité désirée mais inférieur à 40 pour garantir z $\geqslant$ 0,5.

Nous avons vérifié les résultats obtenus en faisant une simulation numérique du système en boucle fermée et en examinant sa réponse indicielle.

B) Simulation numérique du système asservi :

Nous avons envisagé la réponse du système asservi à un échelon à l'entrée principale Iref = Iref + 5 A en faisant varier les paramètres Kp et Ki du réseau correcteur. Les essais ont été faits à partir d'un point de fonctionnemement correspondant à un amortissement faible (fr = 3 Hz et $f_N$ = 60 Hz). Les résultats obtenus sont représentés sur la figure III-4.

En respectant les critères de régulation, nous voyons qu'effectivement la réaction intégrale du réseau correcteur a permis de supprimer l'erreur statique ( $\varepsilon_s = 0$). La rapidité du système est d'autant meilleure que la réaction intégrale est plus forte. Nous observons que le gain proportionnel diminue le dépassement tout en augmentant le temps de réponse.

Nous constatons que les meilleurs résultats sont atteints avec les gains $K_p = 0{,}1$ et $K_i = 30$. Dans ces conditions le temps de réponse est égal à 30 ms, le dépassement $\alpha = 24\ \%$ et la réponse est bien amortie.

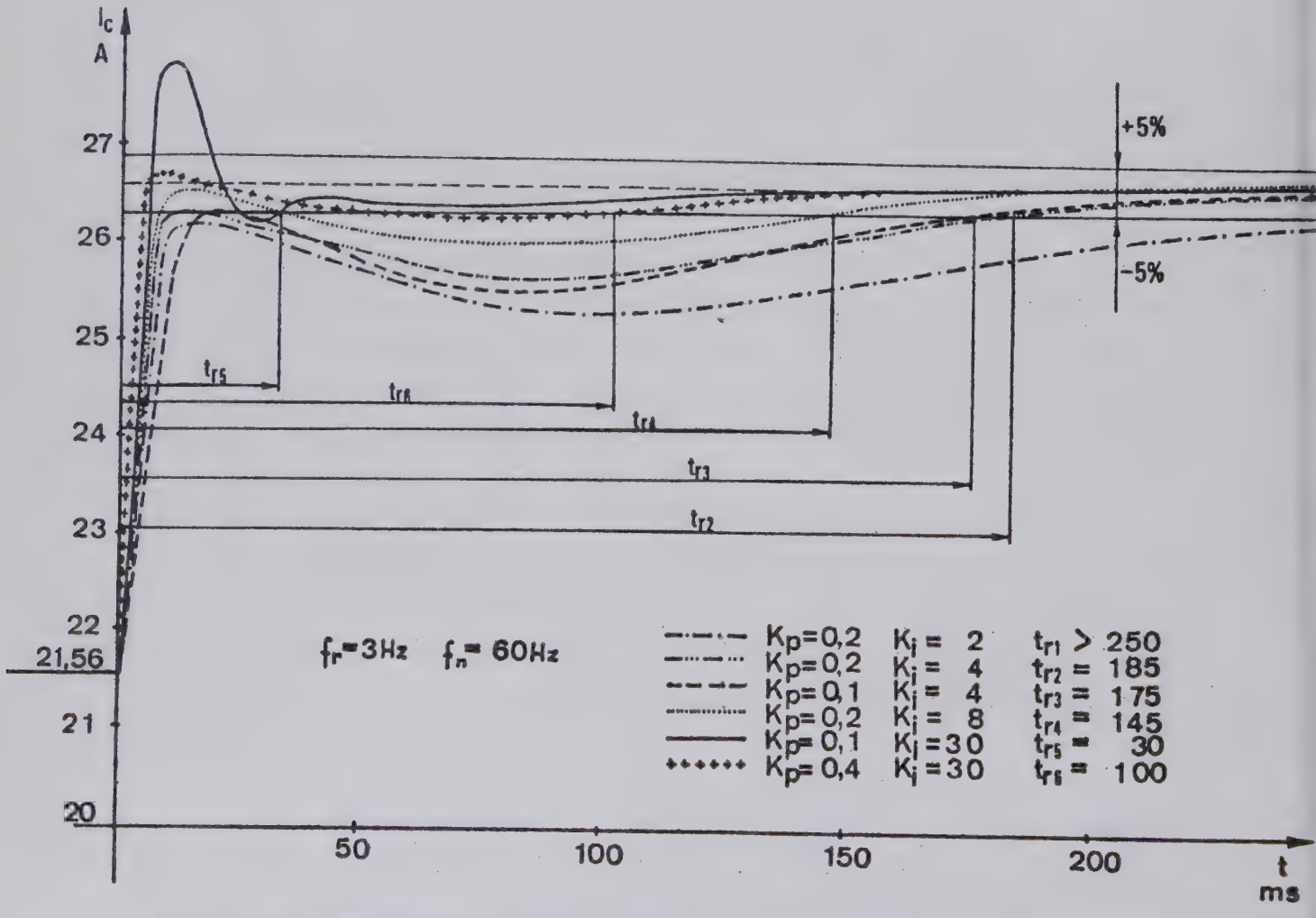


FIG. III-4 Réponse du système asservi à un échelon à l'entrée principale Iref = $Iref_0$ + 5 A (pour un point de fonctionnement de la machine fr = 3 Hz et $f_N$ = 60 Hz).

Le fonctionnement de ce réseau a été vérifié dans les autres points de fonctionnement de l'ensemble. Les résultats indiqués sur la figure III-5 montrent que le réseau correcteur choisi (Kp = 0,1 et Ki = 30) assure une régulation correcte dans toutes les zones de fonctionnement du système asservi. Nous constatons qu'en vitesse et en fréquence rotorique faibles le temps de régulation devient légèrement plus court puisque le mode oscillatoire est mieux amorti.

Comme nous l'avons fait au chapitre précédent, nous étudions le comportement du système en boucle fermée en tenant compte de la variation de la vitesse $\omega_n$,

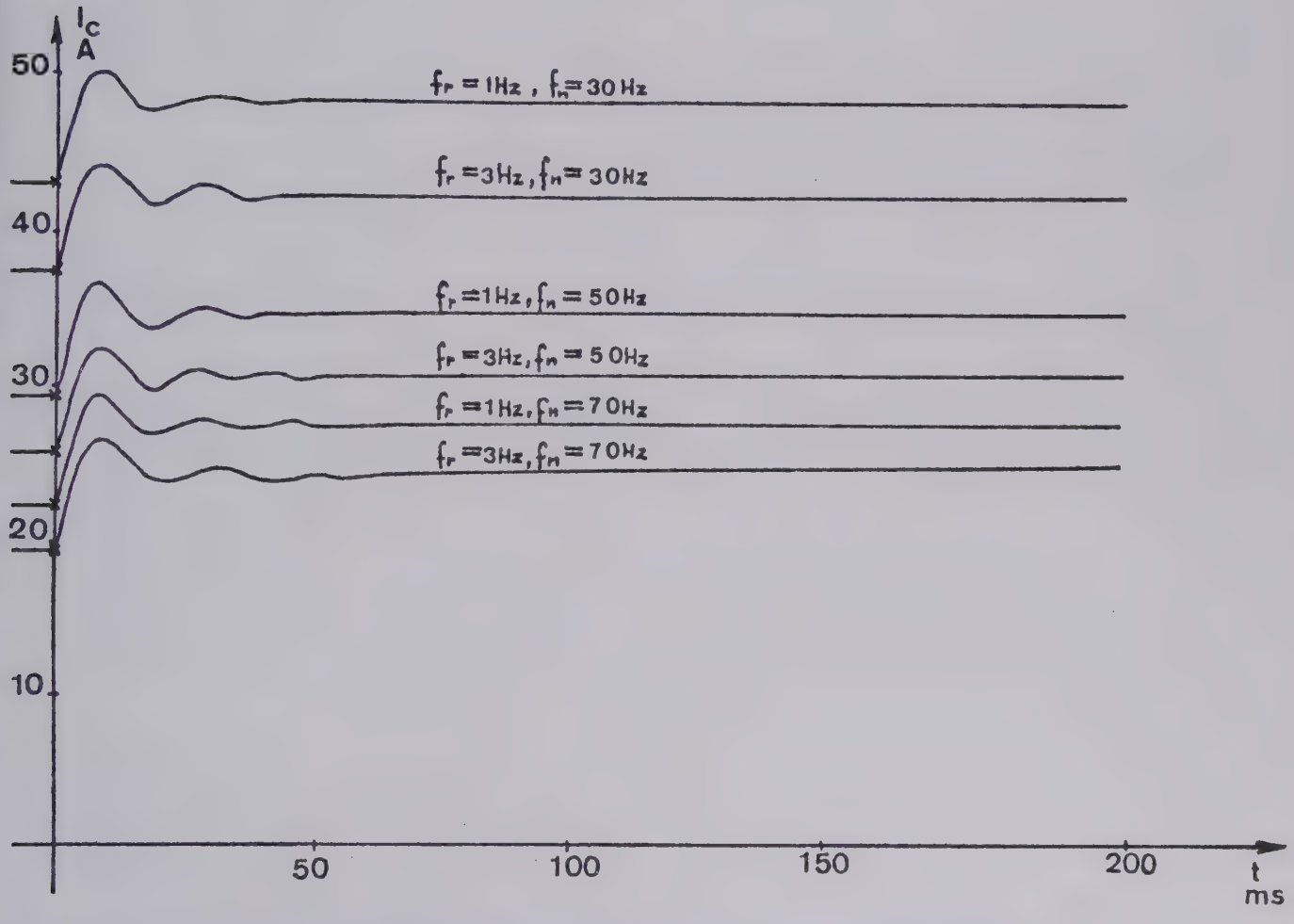


FIG. III-5 Réponses du système asservi à un échelon à l'entrée principale (réseau correcteur PI ; Kp = 0,1 et Ki = 30) pour les différents points de fonctionnement.

et donc de la pulsation statorique $\omega_s$ .

Dans le cas du démarrage nous imposons, au départ, Ic = Irefo = 0 et nous réalisons un échelon sur la référence de courant. Les résultats obtenus par la simulation numérique nous ont permis de tracer les courbes (FIG. III-6) représentant le courant régulé Ic = f(t) ainsi que la vitesse $\omega_n = f(t)$ et le couple $C_E = f(t)$. La figure III-7 représente un exemple de régime transitoire dû à un échelon positif de l'entrée principale Iref = Iref$_0$ + 10 A où Iref$_0$ = 20 A et $\omega_r$ = 6,28 rd/s . Comme précédemment nous présentons les courbes : $I_c = f(t)$ , $\omega_n = f(t)$ et $C_E = f(t)$ . Un régime transitoire dû à un échelon négatif Iref = Iref - 10 A où Iref$_0$ = 20 A et $\omega_r$ = 6,28 rad/s est montré que la figure III-8.

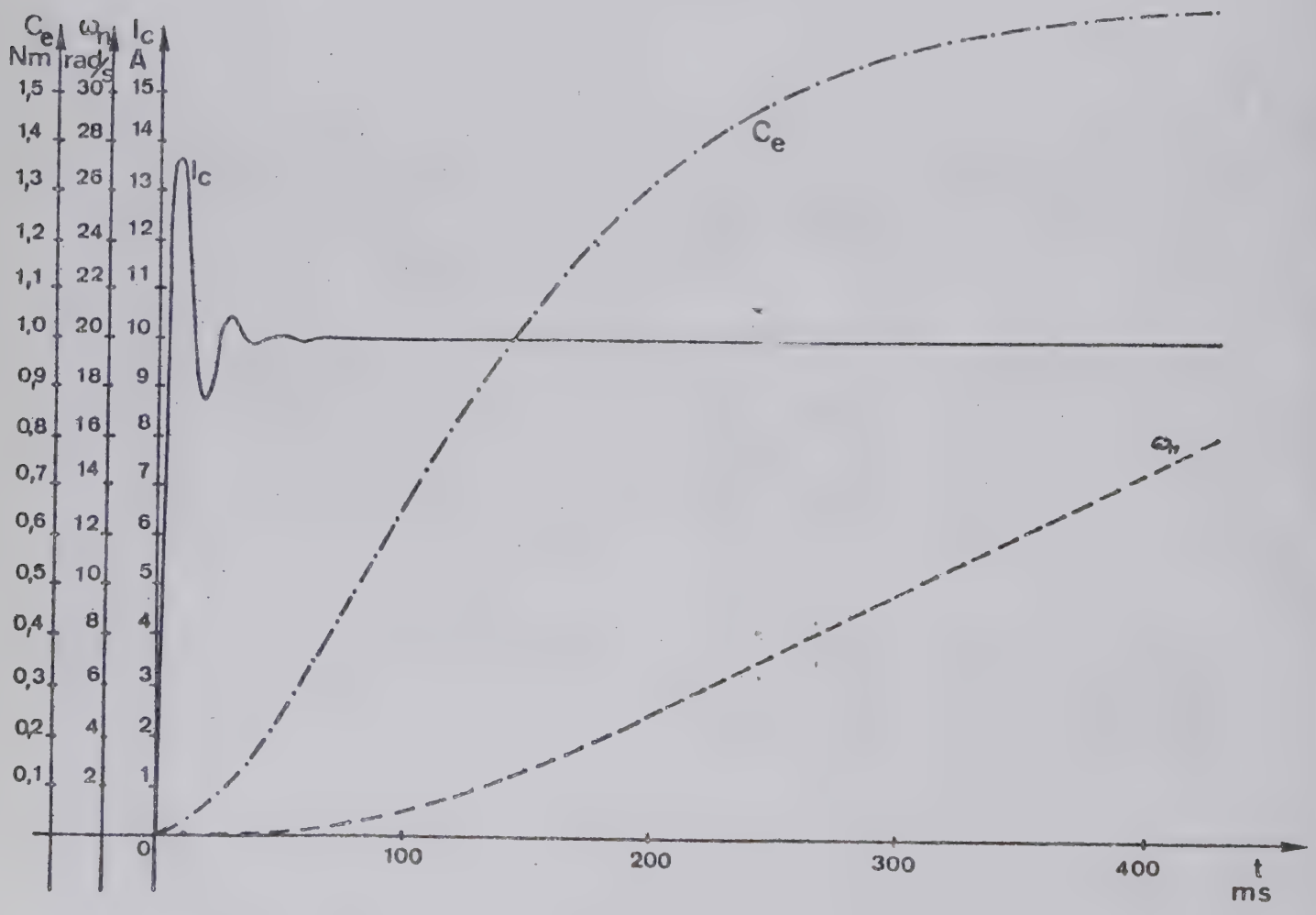


FIG. III-6 Démarrage de la machine asynchrone - la source de courant contrôlée par un réseau correcteur PI (Kp = 0,1 et Ki = 30) pour $\omega_r$ = 6,28 rd/s.

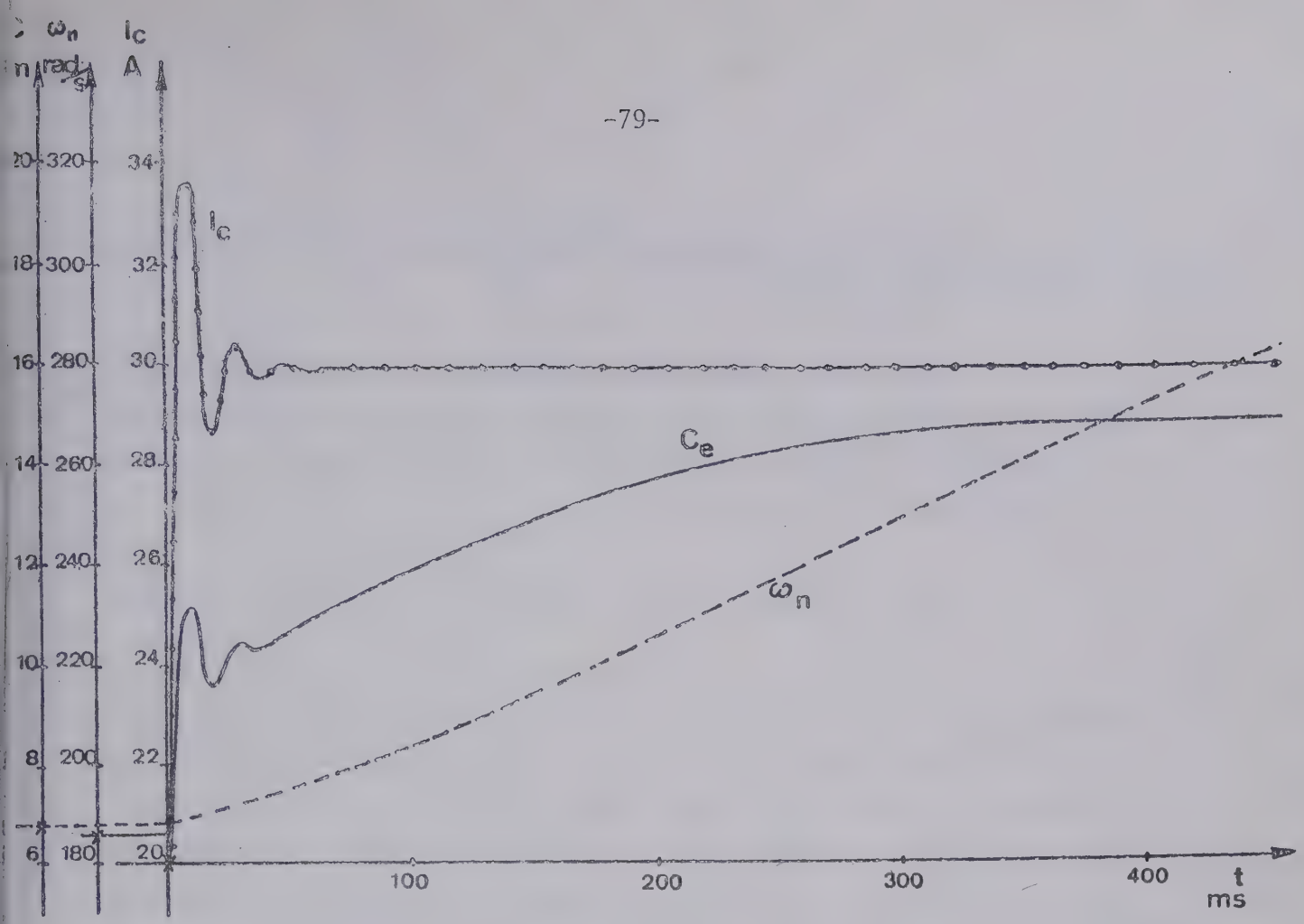


FIG. III-7 Régime transitoire du système asservi $I_c=f(t)$ dû à l'échelon positif Iref = $Iref_o$ + 10 A , $Iref_o$ = 20 A, $\omega_r$ = 6,28 rad/s ; PI (Kp = 0,1 ; Ki = 30)

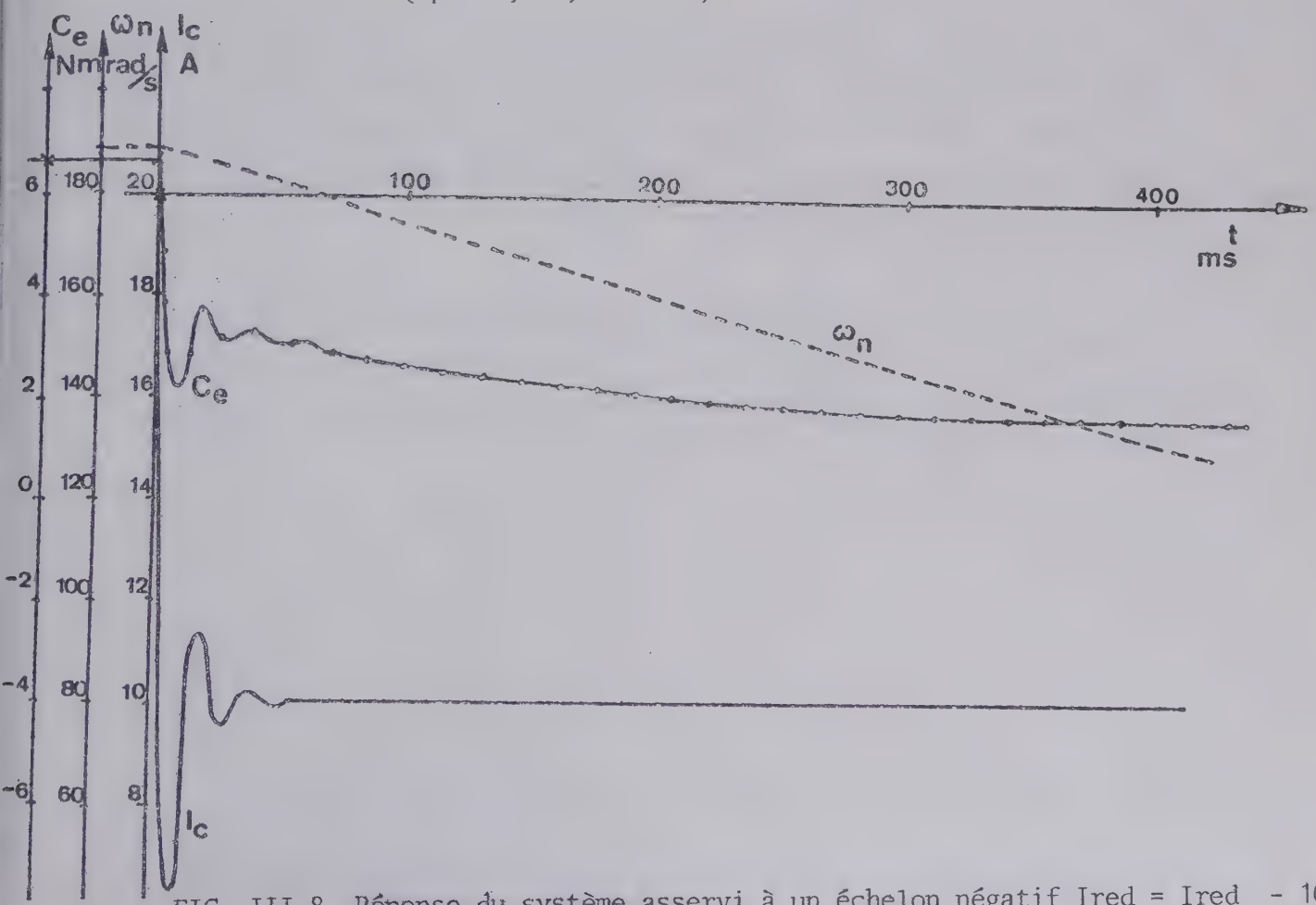


FIG. III-8 Réponse du système asservi à un échelon négatif Ired = $Ired_o$ - 10 A où $Iref_o$ = 20 A , $\omega_r$ = 6,28 rad/s et avec le réseau correcteur PI (Kp = 0,1 et Ki = 30).

III-3.1.2 Etude de la réponse du système asservi à un échelon de perturbation :

Dans cette étude, nous nous proposons d'examiner le comportement du système en boucle fermée quand on lui applique une variation sur une des entrées secondaires $\omega_r$ ou le couple résistant qui peuvent être assimilées à des perturbations.

Comme perturbation nous avons choisi en premier lieu $\omega_r$ .

La mise en oeuvre du programme numérique a consisté à effectuer l'échelon de la pulsation rotorique en tenant l'entrée principale constante Iref = 20 A. Nous avons envisagé trois types de variations : d'abord $\omega_r = \omega_{ro} + 10\,rad/s$ avec $\omega_{ro}$ $6,28\,rad/s$ puis $\omega_r = \omega'_{ro} - 15\,rad/s$ avec $\omega'_{ro} = 16,28\,rad/s$ enfin une inversion du sens de rotation avec passage en génératrice par inversion du signe de $\omega_r$ . Les résultats obtenus sont présentés sur les figures III-9, III-10 et III-11.

Nous concluons, dans les trois cas de perturbations réalisées, que le réseau correcteur PI choisi (Kp = 0,1 et Ki = 30) à réagi rapidement et l'erreur statique a été éliminée grâce à la réaction intégrale. En effet, le courant $I_c = f(t)$ se stabilise après deux ondulations dont les amplitudes sont négligeables.

Pour les trois régimes transitoires de grandes amplitudes considérées nous constatons que la variation maximale du courant reste inférieure à 2 % ce qui signifie une très bonne performance du système quant à la stabilité du courant régulé.

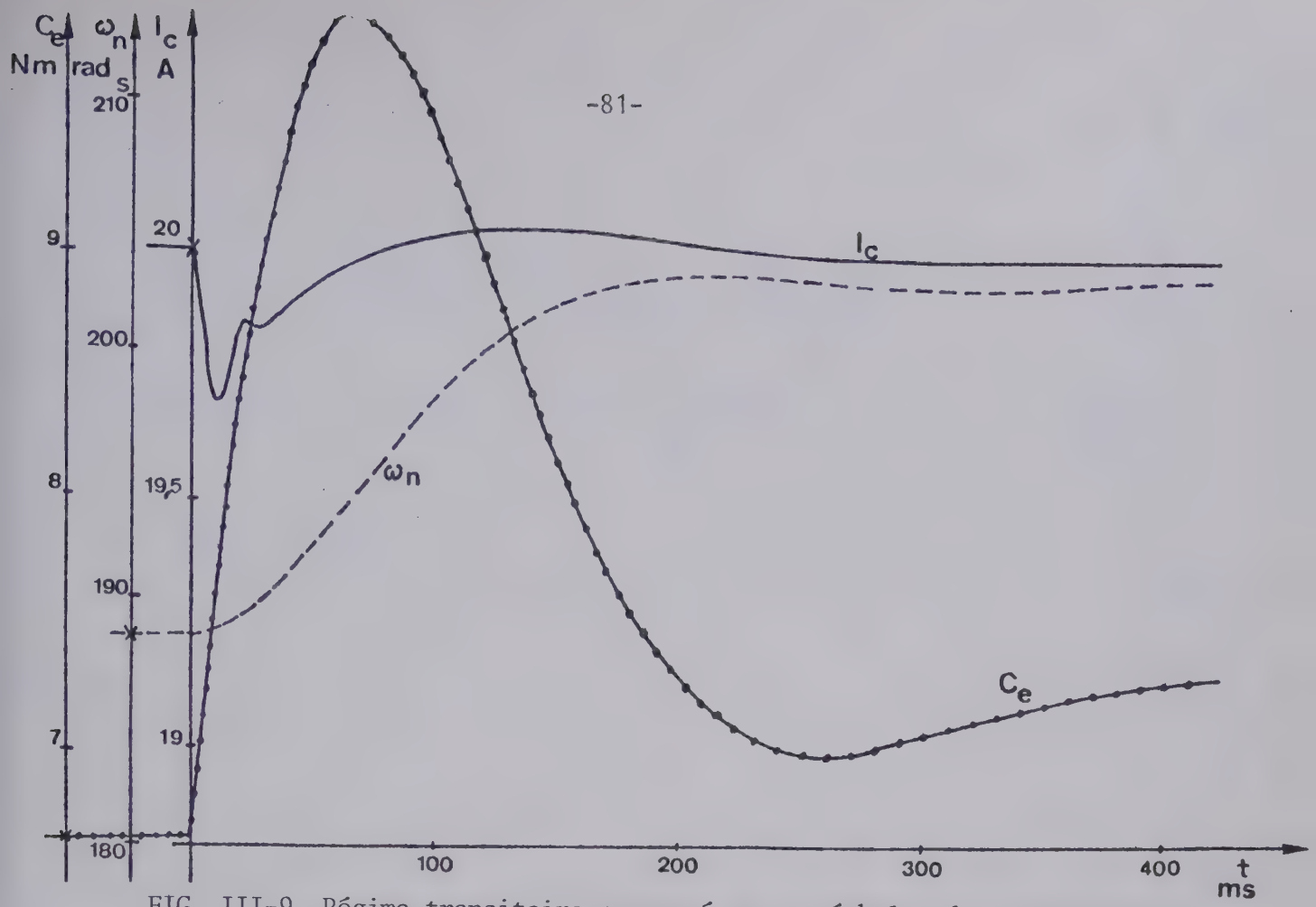


FIG. III-9 Régime transitoire provoqué par un échelon de la pulsation rotorique $\omega_r = \omega_{ro} + 10 rad/s$ , $\omega_{ro} = 6,28 rad/s$, Iref = 20 A le réseau correcteur PI (Kp = 0,1 et Ki = 30)

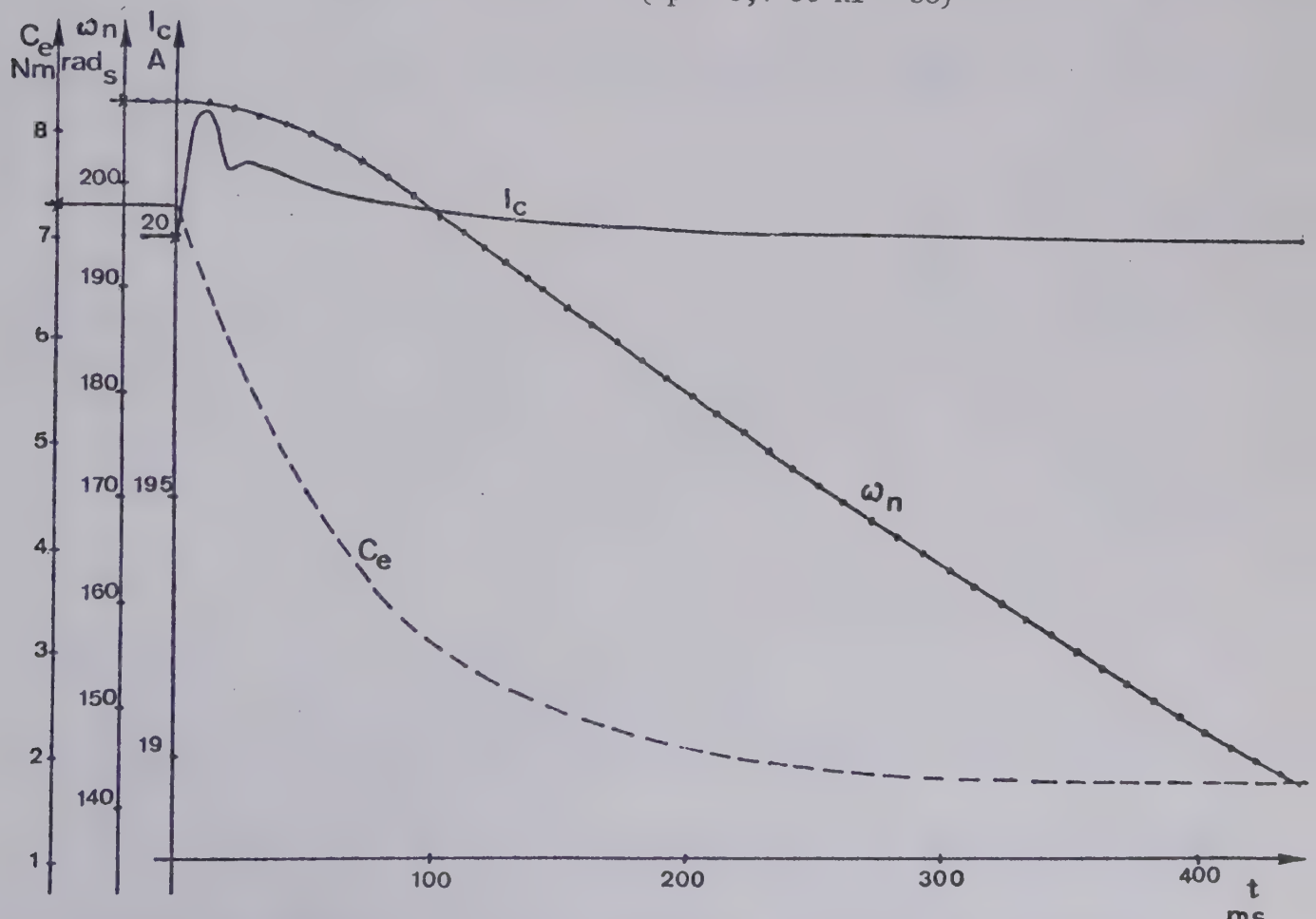


FIG. III-10 Régime transitoire provoqué, par un échelon de la pulsation rotorique $\omega_r = \omega'_{ro} - 15 rad/s$ où $\omega'_{ro} = 16,28 rad/s$ Iref = 20 A ; Kp = 0,1, Ki = 30

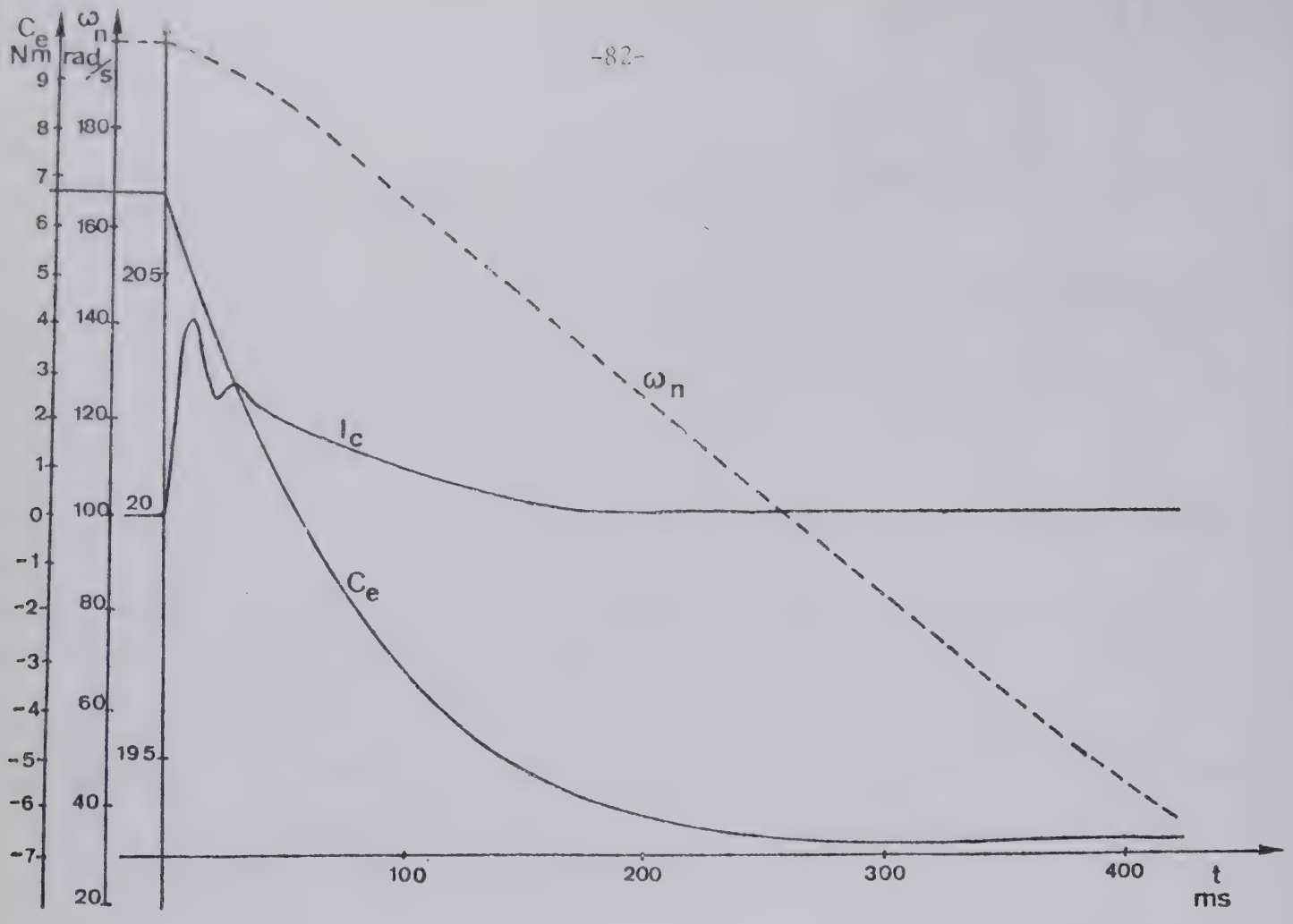


FIG. III-11 Régime transitoire provoqué par l'échelon $\omega_r = -\omega_r$ (passage en génératrice ) $\omega_r$ = 6,28 rad/s
Iref = 20 A ; Kp = 0,1 ; Ki = 30.

Nous avons fait les essais du régime transitoire du système provoquant les perturbations sur la charge. En prenant un couple résistant initial, nous avons réalisé un échelon $C_r = C_{ro} + 2\ Nm$ où $C_{ro} = 5\ Nm$ . Nous constatons que la régulation réagit d'une telle manière qu'on n'observe pas d'évolution du courant régulé. Il reste toujours constant et égal à la référence (Ic = Iref).

III-3.1.3. Conclusions :

Nous avons réalisé un algorithme proportionnel intégral en considérant le système asservi comme continu et linéaire. Il est bien évident que la simulation numérique demande à priori un échantillonnage lié avec le pas de calcul choisi. Il faut remarquer que surtout le temps de calcul de l'intégration devient très important. C'est pourquoi, nous avons envisagé deux méthodes d'intégration numérique. Leurs équations récurrentes et les transformées en "2" sont données ci-après :

- Méthode de trapèzes :

La transformée en "Z" $$Y(z) = H/2 \quad \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \qquad (III-16)$$

L'équation récurrente $$INTEG_n = INTEG_{n-1} + (\varepsilon_n + \varepsilon_{n-1}) \cdot H/2 \qquad (III-17)$$

- Règle de Simpson :

La transformée en "Z" $$Y(z) = H/3 \quad \frac{1+4z^{-1}+z^{-2}}{1-z^{-1}} \qquad (III-18)$$

L'équation récurrente $$INTEG_n = INTEG_{n-1} + (\varepsilon_{n-2} + 4\varepsilon_{n-1} + \varepsilon_n) \cdot H/3 \qquad (III-19)$$

Les algorithmes totaux proportionnels-intégraux réalisés numériquement seront donc :

- Méthode de trapèzes :

$$Reg_n = K_p \varepsilon_n + K_i [INTEG_{n-1} + (\varepsilon_n + \varepsilon_{n-1}) \cdot H/2] \qquad (III-20a)$$

- Règle de Simpson :

$$Reg_n = K_p \varepsilon_n + K_i [INTEG_{n-1} + (\varepsilon_{n-2} + 4\varepsilon_{n-1} + \varepsilon_n) \cdot H/3] \qquad (III-20b)$$

Nous avons constaté que l'intégration numérique effectuée à l'aide de la règle de Simpson donne des meilleurs résultats puisqu'elle tient compte des trois erreurs aux moments n-2, n-1 et n.

III-3.2 Réseau correcteur échantillonné appliqué dans le système asservi :

Comme la réalisation du réseau correcteur se fera par des techniques numériques, nous avons envisagé une autre structure de régulateur de type échantillonné au lieu de réaliser le régulateur de type analogique (PI) par des techniques numériques. La structure choisie maintient une fonction proportionnelle et une autre à caractère intégral. Elle a pour transformée en Z :

$$R(z) = K_a \frac{1 - K_b z^{-1}}{1 - z^{-1}} = \frac{Reg(z)}{E(z)} \qquad (III-21)$$

soit :

$$Reg(z) - z^{-1} Reg(z) = K_a [E(z) - z^{-1} E(z)] \qquad (III-22)$$

ce qui se traduit directement en une équation récurrente

$$Reg_n = Reg_{n-1} + K_a (\varepsilon_n - K_b \varepsilon_{n-1}) \qquad (III-23)$$

Comme nous l'avons fait précédemment nous testons le comportement du système en boucle fermée avec ce type de régulateur pour plusieurs variations de la grandeur d'entrée Iref.

$I_{réf} = I_{refo} + 10A$ $\quad I_{refo} = 0$ ( démarrage )

$I_{réf} = I_{refo} + 10A$ $\quad I_{refo} = 20A$ ( échelon positif )

$I_{réf} = I_{refo} - 10A$ $\quad I_{refo} = 20A$ ( échelon négatif )

Dans la simulation numérique nous avons utilisé une période d'échantillonnage Tech = 100 $\mu s$ et dans ces conditions, nous avons trouvé les meilleurs coefficients $K_a$ et $K_b$ en respectant les critères de régulation définis préalablement. Nous avons trouvé ces coefficients satisfaisants : $K_a$ = 15 et $K_b$ = 0,95 avec lesquels le temps de régulation est court et le dépassement $\mathcal{D}$ de l'ordre de 20 % (FIG. III-12).

Le démarrage est représenté sur la figure III-13 et un autre point de fonctionnement de la machine que nous avons présenté sur la figure III-14 où Ic = Iref $_o$ = 20 A. Comme précédemment nous avons tracé les courbes les grandeurs mécaniques $\omega_n = f(t)$ et $C_e = f(t)$ pour observer les régimes transitoires mécaniques.

Nous pouvons conclure que le réseau correcteur échantillonné garantit une bonne dynamique du système asservi. La réponse est rapide (tr = 20 ms), oscillatoire mais très amortie ( $\mathcal{D}$ = 20 %).

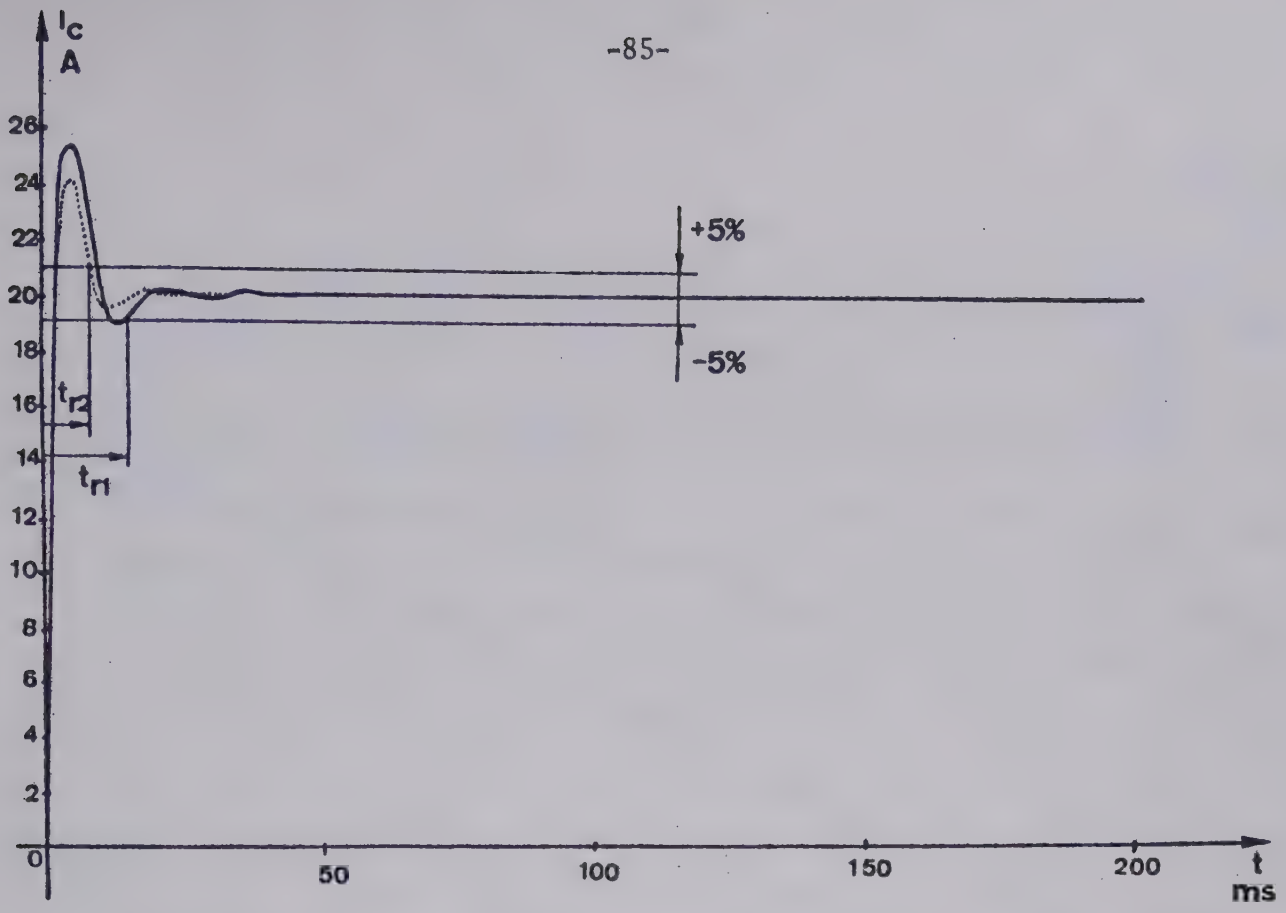


FIG. III-12 Réponse du système asservi avec un régulateur échantillonné à un échelon de référence Iref = $Iref_0$ + 20 A, $Iref_0$ = 0 avec $\omega_r$ = 6,28 rad/s

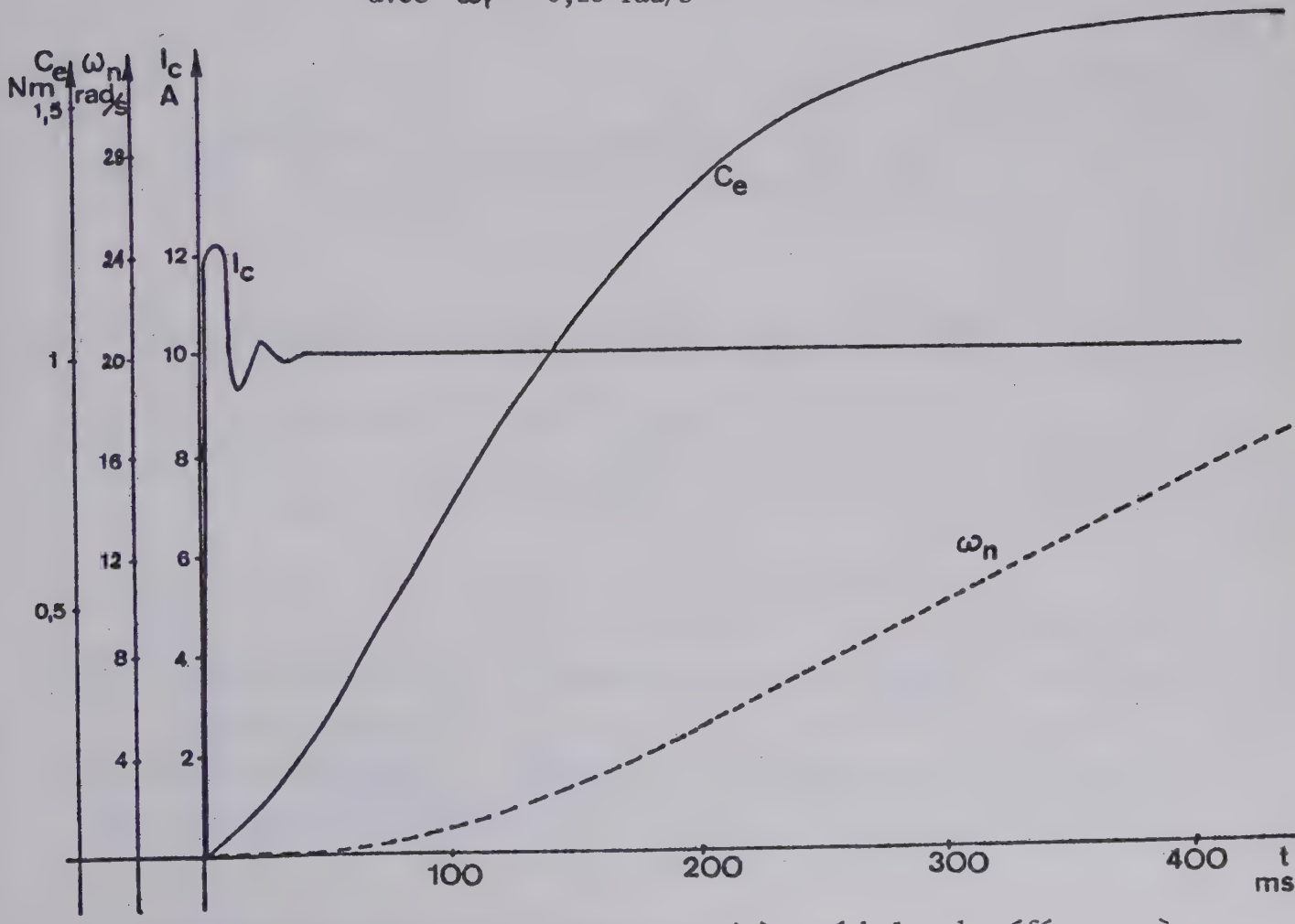


FIG. III-13 Réponse du système asservi à un échelon de référence où $Iref_0$= 0, $\omega_r$ = 6,28 rad/s. Réseau correcteur échantillonné $K_a$ = 15 , $K_b$ = 0,95

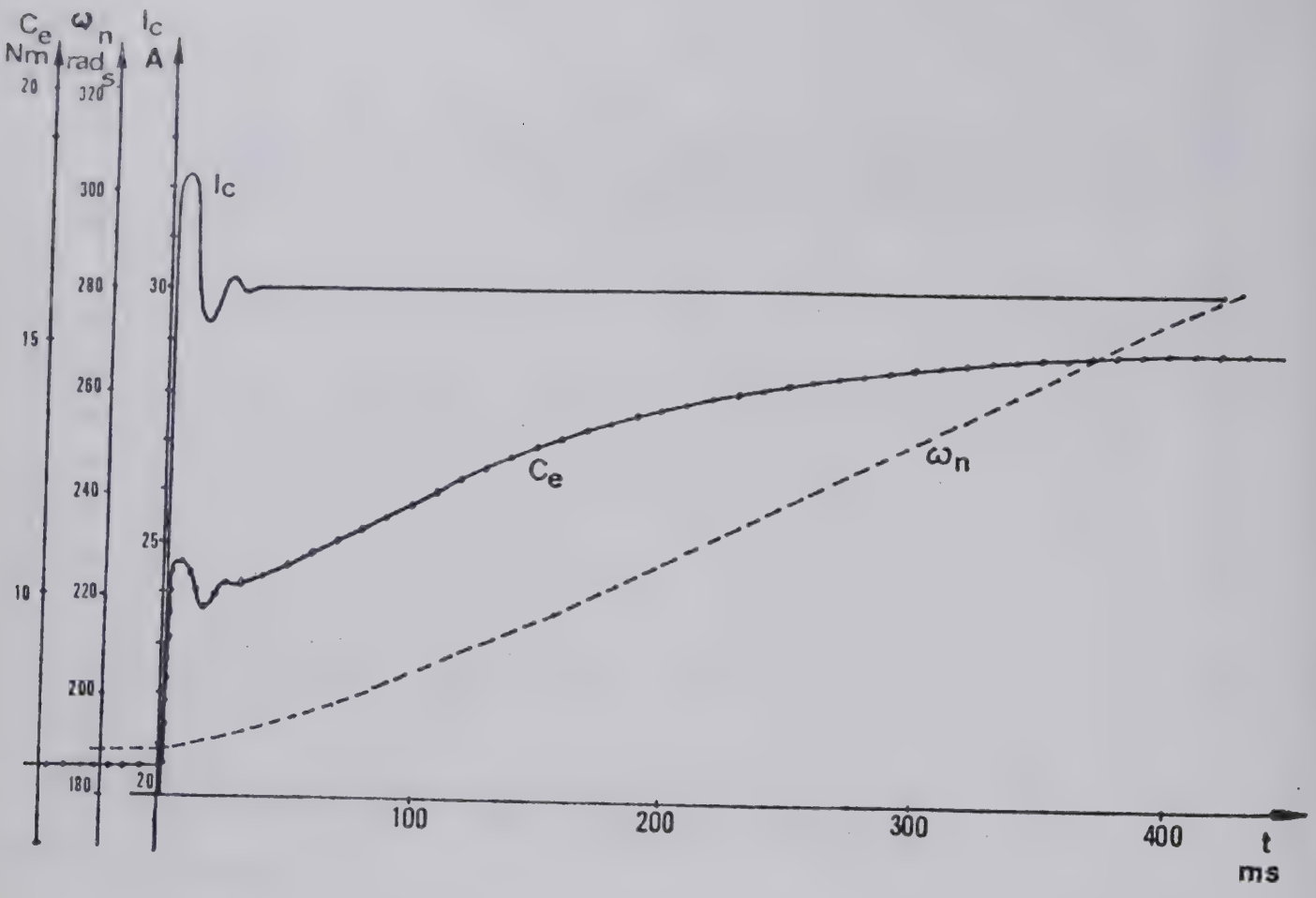


FIG. III-14 Réponse du système asservi à un éhcelon de référence Iref = $Iref_o$ + 10 A où $Iref_o$ = 20 A, $\omega_r$ = 6,28 rad/s ; réseau correcteur échantillonné : $K_a$ = 15 et $K_b$ = 0,95

III-3.2. 1 Réponse du système asservi à un échelon de perturbation .

Nous avons considéré comme dans le paragraphe précédent des régimes transitoires correspondant à des variations de deux entrées secondaires considérées comme perturbations $\omega_r$ et le couple résistant $C_r$.

Nous avons en premier lieu effectué des variations de $\omega_r$ . Les résultats obtenus sont représentés sur les figures III-15, III-16 et III-17. En effet nous pouvons résumer que le réseau correcteur échantillonné régule plus précisément que le proportionnel intégral quand l'échelon est appliqué à l'entrée $\omega_r$ . Il assure une stabilisation rapide de courant régulé et une amplitude des oscillations faible à cause du faible dépassement et du fort amortissement.

Nous avons examiné l'influence de la période d'échantillonnage sur le régime transitoire provoqué par l'échelon de la pulsation rotorique. Les résultats obtenus (FIG. III-18) nous montrent que le système est sensible à la période d'échantillonnage. Le même échelon de pulsation rotorique (cas examiné - passage en génératrice, $\omega_r \longrightarrow -\omega_r$ ) donne les différents régimes transitoires,i.e. la période d'échantillonnage augmentant crée les oscillations du courant plus importantes et durant plus longtemps, sa diminution fait que le régime transitoire est légèrement oscillatoire. Il faut ajouter que ce phénomène n'existe pas dans le cas où l'échelon est effectué à l'entrée principale.

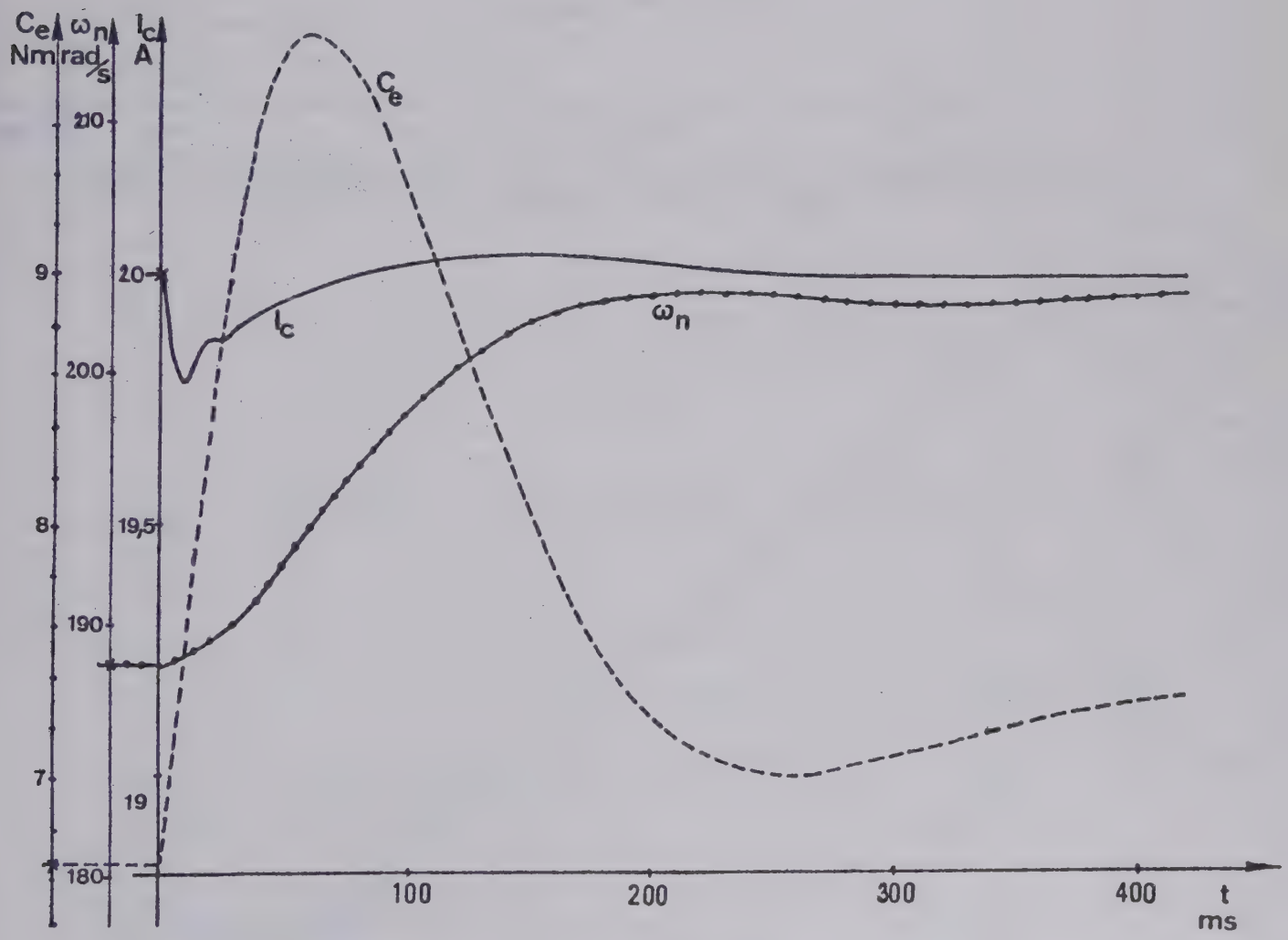


FIG. III-15 Réponse du système asservi à un échelon positif de $\omega_r$ , $\omega_r = \omega_{ro} + 10$ rad/s où $\omega_{ro}$ = 6,28 rad/s et Iref = 20 A.

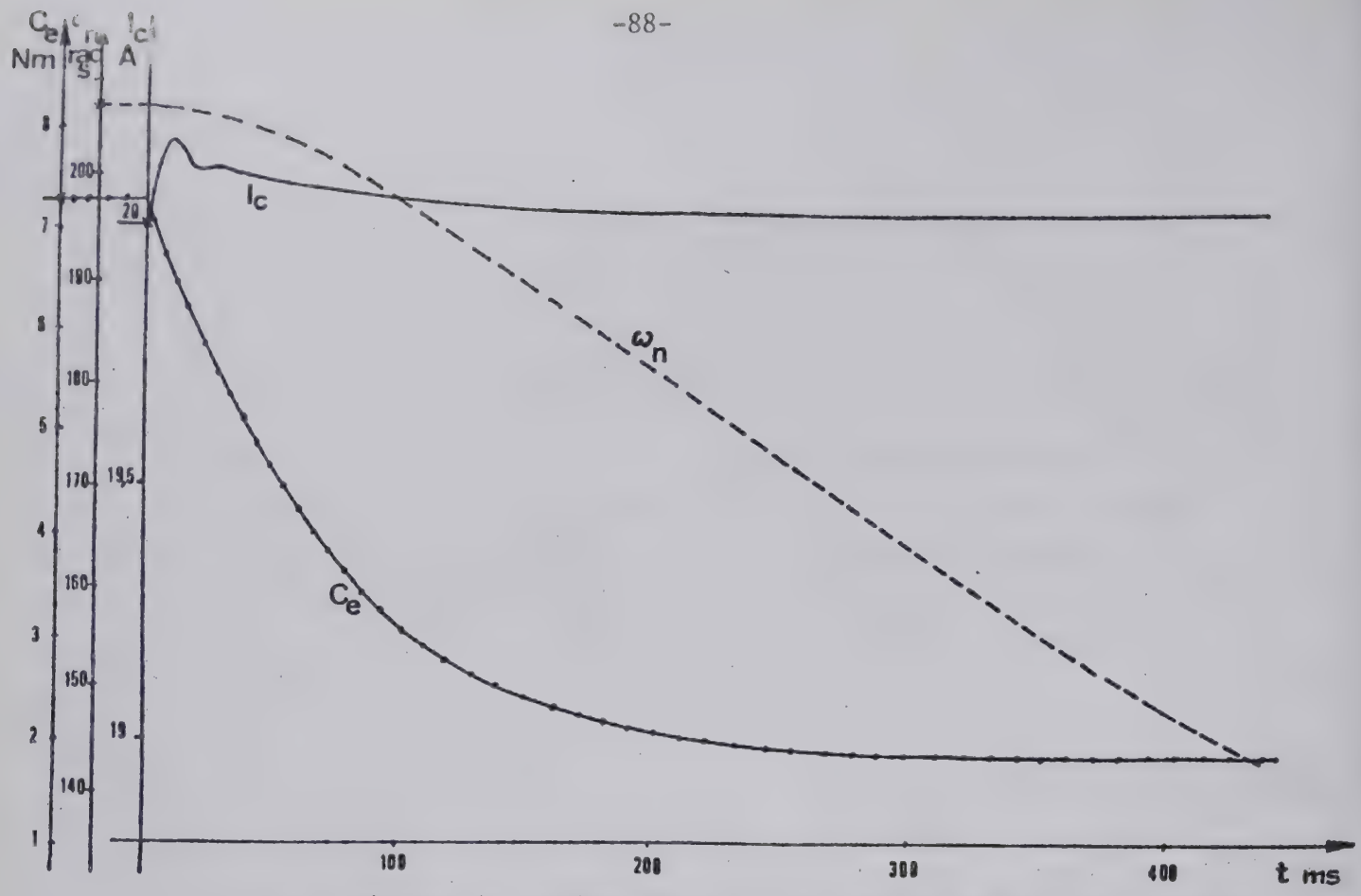


FIG. III-16 Réponse du système asservi à un échelon négatif de l'entrée $\omega_r$ ; $\omega_r = \omega_{ro} - 15$ où $\omega_{ro}$ = 16,28 rad/s et Iref = 20 A

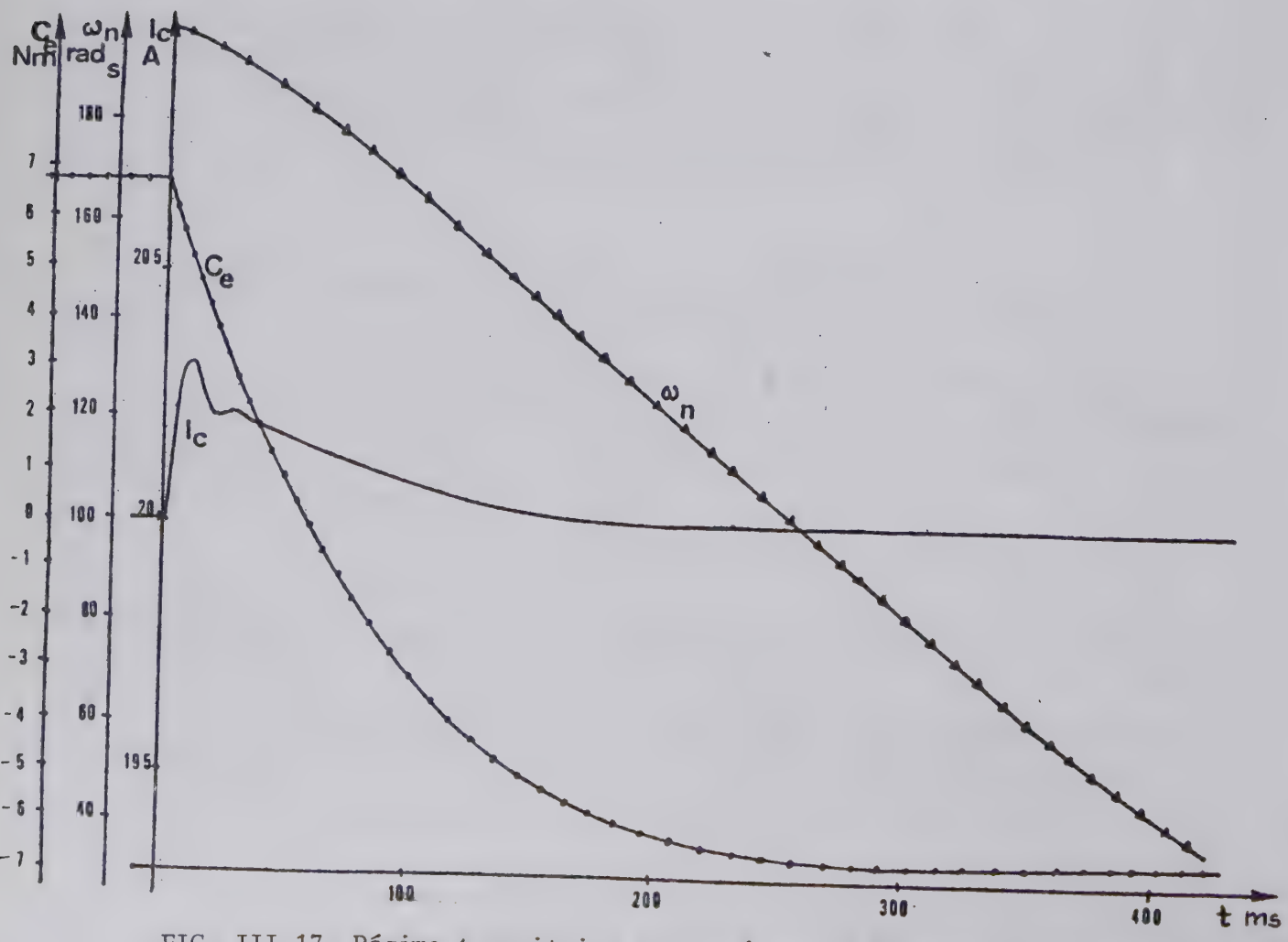


FIG. III-17 Régime transitoire provoqué par un échelon $\omega_r = -\omega_r$ (passage en génératrice), $\omega_r$ = 6,28 rad/s, Iref = 20 A

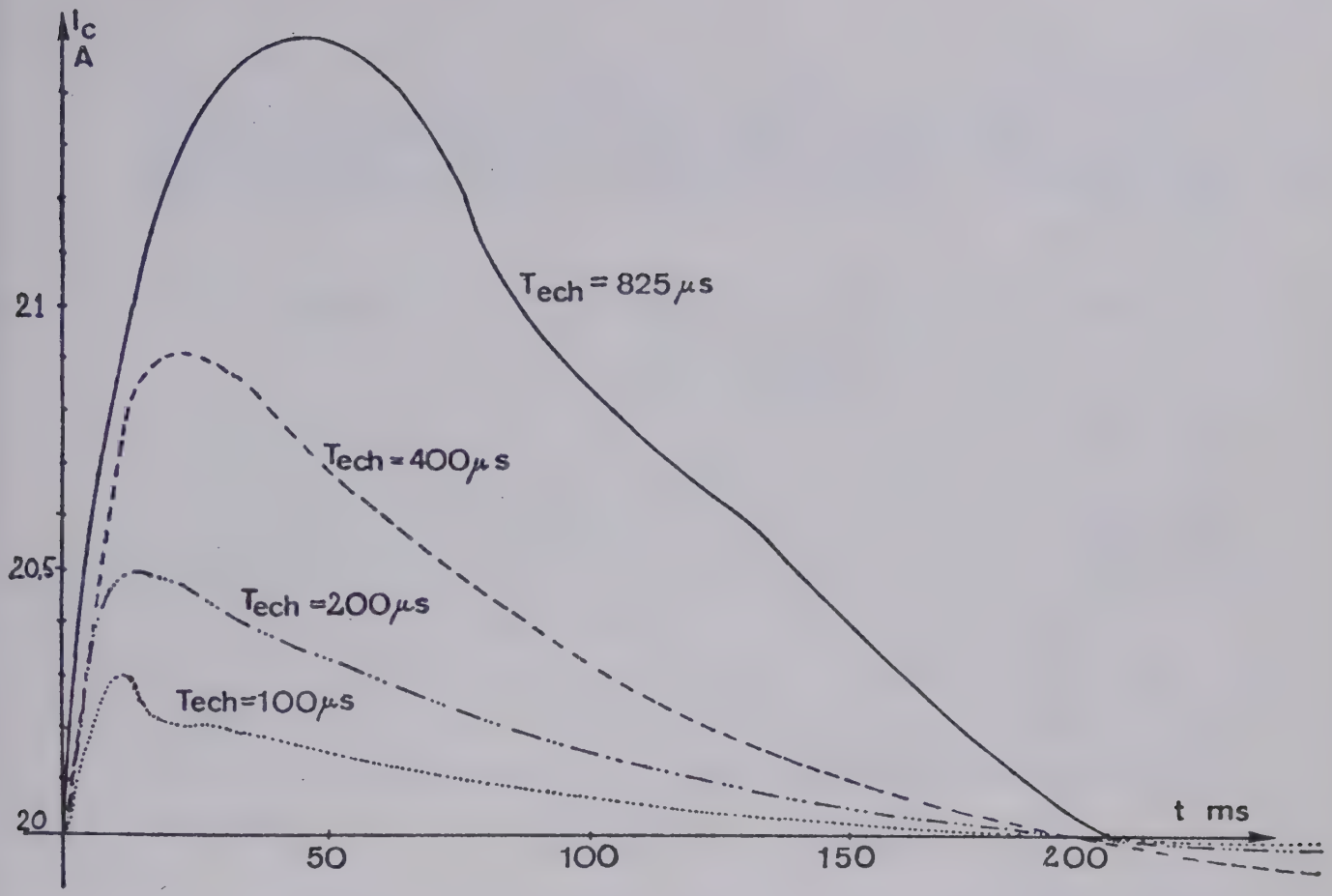


FIG. III-19 Influence de la période d'échantillonnage sur le régime transitoire provoqué par l'échelon de la pulsation rotorique (passage en génératrice $\omega_r \longrightarrow -\omega_r$ ).

III-3.3 Comparaison des réseaux correcteurs PI et échantillonné :

En se référant aux critères de la régulation présentés dans le paragraphe III-2.2 nous avons comparé les deux types de régulateurs. Nous avons résumé les résultats essentiels dans le tableau III-T1.

| Critère | PI | Echantillonné |
|---|---|---|
| Précision statique | $\varepsilon_s = 0$ | $\varepsilon_s = 0$ |
| Rapidité-temps de réponse ($\pm 5\%$) | $t_r$ = 30 ms | $t_r$ = 20 ms |
| Dépassement | $\mathcal{D}$ = 24% | $\mathcal{D}$ = 20% |

Tableau III-T1 Comparaison des réseaux correcteurs utilisés (simulation numérique.

Nous pouvons ajouter ici le critère de performances. Nous avons choisi le critère de l'intégrale de la valeur absolue de l'écart défini comme :

$$I = \int_0^{\infty} |\varepsilon(t)|\, dt$$

Une comparaison graphique (Figure III-22) a été faite mais cela nous a permis de les justifier qualitativement. Nous voyons que la surface $I_1$ équivalente à l'intégrale de la valeur absolue de l'écart $\varepsilon_1(t)$

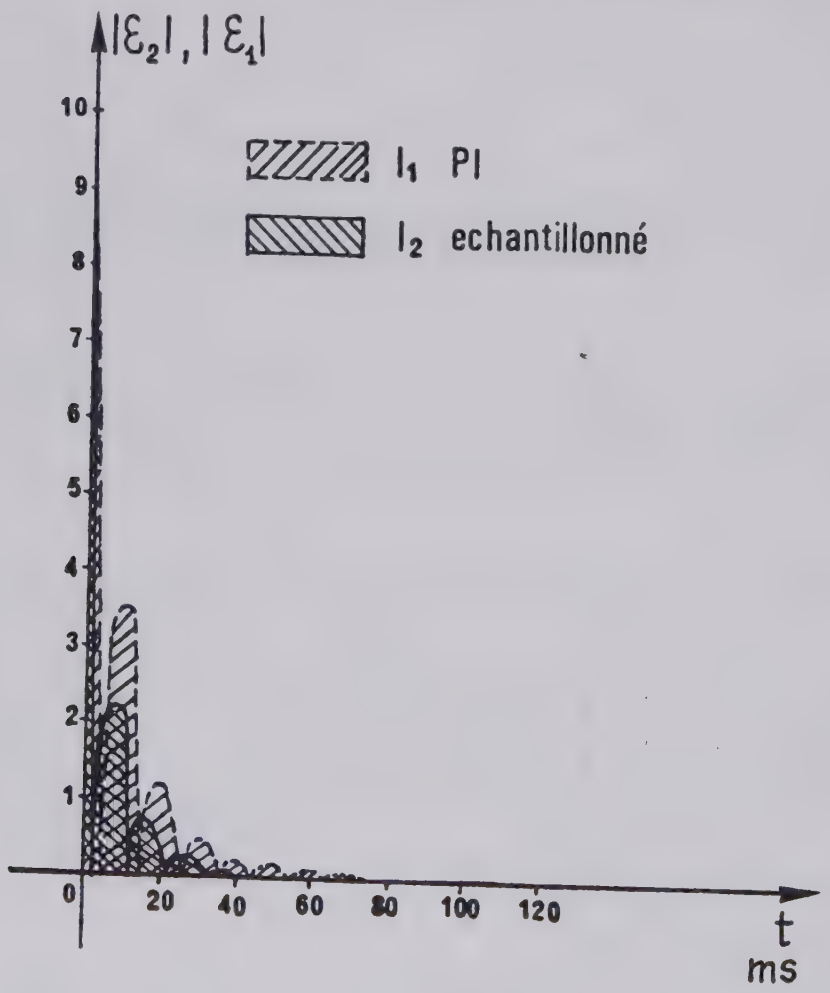


FIG. III-19 Comparaison des réseaux correcteurs d'après le critère de performances $I=\int_0^{\infty} |\varepsilon(t)\, dt$ .

et supérieure à la surface $I_2$ équivalante de la valeur absolue de l'écart $\varepsilon_2(t)$.

En effet, nous pouvons conclure que le réseau correcteur échantillonné permet de garantir une meilleure qualité de la régulation de courant car il est plus rapide et plus précis à condition que la période d'échantillonnage soit petite.

## III-4 REALISATION DES ALGORTIHMES DE LA REGULATION SUR LE PDP-8/L

La mise en oeuvre de ces algorithmes sur le dispositif expérimental a nécessité un travail d'adaptation très important. Ces modifications sont dues essentiellement à l'utilisation d'un minicalculateur beaucoup moins performant, qui ne possède qu'une opération arithmétique, l'addition. De plus, le cycle de base étant relativement long (1.2$\mu$s), nous avonc cherché à optimiser le temps de calcul afin de ne pas avoir une période d'échantillonnage trop importante. Enfin, il a fallu tenir compte des capteurs, échantillonneur et autres interfaces dans le calcul des paramètres des différents réseaux correcteurs.

### III-4.1 Réseau correcteur proportionnel-intégral réalisé à l'aide du PDP-8/L :

#### III-4.1.1 Algorithme :

Reprenons l'algorithme proportionnel intégral déterminé par l'équation récurrente.

$$Reg_n \quad K_p \varepsilon_n + K_i \, INTEG_n \qquad \text{( III-24 )}$$

où : $K_p$ – gain proportionnel
$K_i$ – gain intégral
$\varepsilon_n$ – écart au moment "n"
$\varepsilon_{n-1}$ – écart au moment "n-1"
$INTEG_n$ – composante intégrale au moment "n".

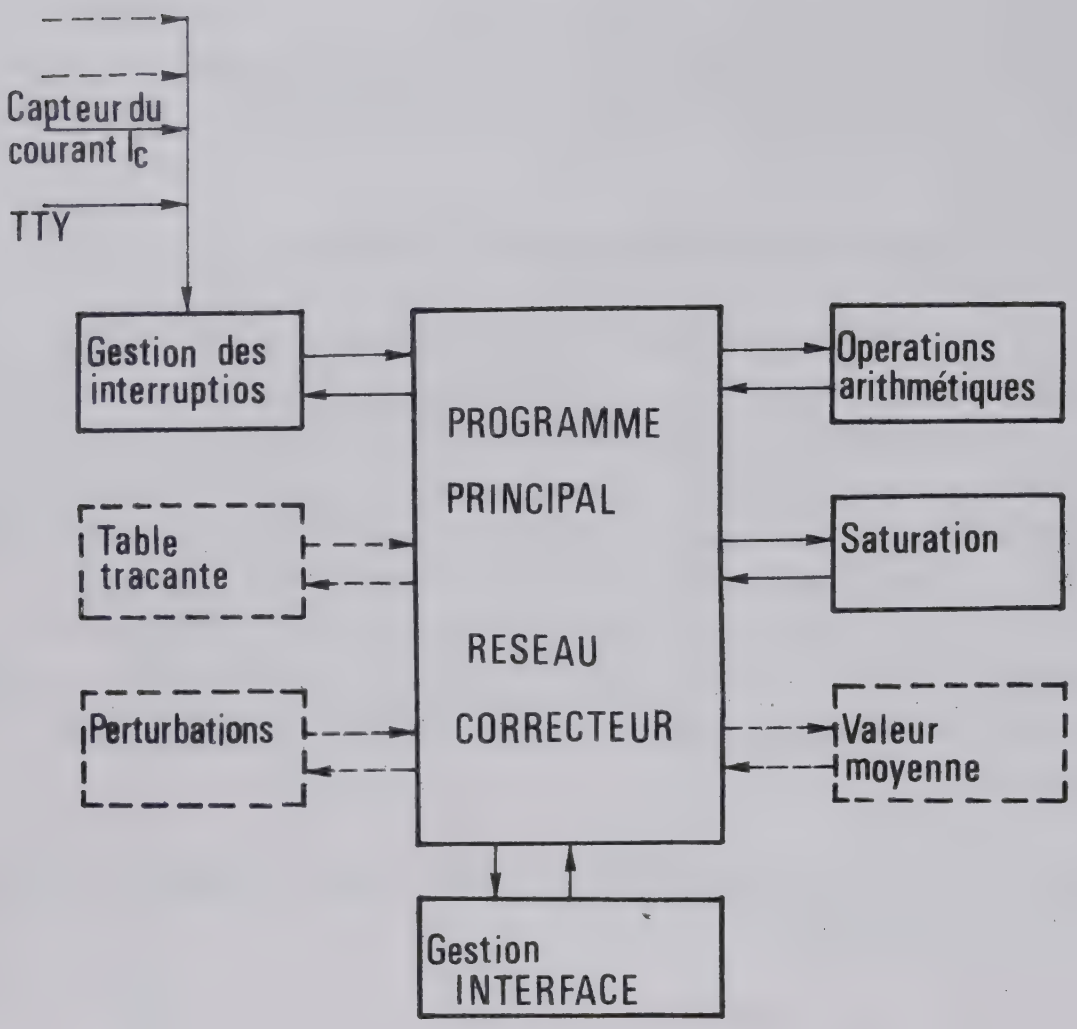


FIG. III-20 Organisation des modules de programmation

Les différentes opérations arithmétiques effectuées sont :

- la soustraction,
- l'addition,
- la multiplication,
- la fonction "Arc-cos".

L'élaboration de ces programmes nécessite la prise en compte du signe des opérandes, et de la dynamique de ceux-ci. En effet, un terme tel que l'erreur du courant peut prendre des valeurs différentes amenant parfois le résultat de l'opération à dépasser la capacité du calculateur.

Dans cette étude, nous avons choisi la méthode des trapèzes pour l'intégration numérique pour minimiser le temps de calcul :

$$INTEG_n = INTEG_{n-1} + (\varepsilon_n + \varepsilon_{n-1})\ H/2 \qquad (III-25)$$

avec $INTEG_{n-1}$ composante intégrale au moment n-1

$H$ – période d'échantillonnage ou période des interruptions

L'algorithme total est donné par l'équation récurrente.

$$Reg_n = K_p\ \varepsilon_n + K_i\ INTEG_{n-1} + (\varepsilon_n + \varepsilon_{n-1})\ K_i\ H/2 \qquad (III-26)$$

En marquant $A_i = K_i\ H$ l'algorithme est décrit par expression comme ci-dessous :

$$Reg_n\ \ K_p\ \varepsilon_n + K_i\ INTEG_{n-1} + A_i\ \left(\frac{\varepsilon_n}{2} + \frac{\varepsilon_{n-1}}{2}\right) \qquad (III-27)$$

III-4.1.2 Mise en oeuvre du programme réalisé sur le PDP-8/L

Cette mise en oeuvre a nécessité l'élaboration des programmes et sous-programmes suivants (FIG. III-20) :

- gestion des interruptions (T.T.Y, échantillonnage, etc...),
- opérations arithmétiques (soustraction,multiplication...),
- test sur l'état de saturation du réseau correcteur,
- calcul de la valeur moyenne du courant.

Le premier sous-programme permet de déterminer l'origine des interruptions, puis de gérer le sous-programme correspondant. En ce qui concerne l'échantillonnage, ce sous-programme réalise l'acquisition de la donnée "courant", quatre fois pour un sixième de période. Ces quatre échantillons restent nécessaires pour déterminer la valeur moyenne du courant tout en laissant un temps suffisant (825 $\mu$s ) au déroulement du programme complet.

La génération de la fonction " Arc-cos " permet de transformer la sortie du réseau-correcteur en un angle d'amorçage codé sur 8 bits compatible avec la commande effectuée en logique câblée. Nous avons simulé cette fonction par le polynôme suivant déterminé par la méthode de régression linéaire:

$$\Theta = -0,55\, z^3 + 0,00038\, z^2 + 0,87\, z + 1,57$$

Notons que nous disposons de deux commandes différentes. La première présentée dans ce mémoire ( paragraphe I-4 ) reçoit l'angle d'amorçage $\Theta$ codé sur 8 bits. La deuxième réalisée à partir des modules analogiques est commandée par une tension-grandeur analogique. Dansce cas nous réalisons simplement la conversion N/A de la sortie du réseau-correcteur.

Le programme principale réalise l'algorithme donné par l'équation III-27. Suivant le choix du réseau-correcteur il suffit donc de modifier ce programme qui est un fait très court, toutes les opérations étant traitées dans des sous-programmes. Il reste à calculer les valeurs des différents paramètres de l'équation suivant le dispositif utilisé.

Nous avons prévu deux types de régulation soit à partir de la valeur moyenne du courant , soit à partir de la valeur instantanée. Pour le premier cas nous avons élaboré un programme perettant de déterminer la valeur moyenne du courant I à partir de quatre échantillons suivant la méthode des trapèzes.Nous donnons les différants algorithmes et le listing des programmes dans l'annexe.

### III-4.2 Réseau-correcteur échantillonné réalisé sur le PDP-8/L

#### III-4.2.1 Algorithme

L'algorithme de la régulation est donné par l'équation récurrente :

$$Reg_n = Reg_{n-1} + K_a\,(\varepsilon_n - K_b\,\varepsilon_{n-1}) \qquad (\text{III-28})$$

où : $Reg_n$ -signal de commande au moment "n"
$Reg_{n-1}$ -signal de commande au moment "n+1"
$K_a$, $K_b$ } paramètres du réseau-correcteur

Cet algotithme est plus simple donc sa programmation demandera d'instructions que dans la régulation PI.

### III-4.2.2 Mise en oeuvre du programme de la régulation

Comme précédement nous retrouvons les différents sous-programmes de calcul, seul le programme principal est modifié.

La commande numérique de ce dispositif permet donc de modifier très rapidement:

- le type de réseau-correcteur
- la nature du signal de commande ( analogique-numérique )
- le type du capteur de courant ( valeur instantanée ou moyenne )

Cette liste n'est pas exhaustive et vu la facilité d'emploi des technique numérique, nous pourrions y ajouter d'autres options facilitant la mise en oeuvre et l'étude expérimentale de ce dispositif ( table tracante, perturbation, ...)

## III-5 RESULTATS EXPERIMENTAUX

Les résultats que nous présentons ici ne concernent que la régulation à partir de la valeur instantanée du courant. Ces résultats obtenus restent valables dans le cas de la valeur moyenne à condition de tenir compte ce filtre supplémentaire dans le calcul des paramètres.

### III-5.1 Réseau correcteur proportionnel-integral réalisé numériquement

Nous présentons ici la partie expérimentale qui comprend les essais effectués sur le système réel ( pont de Graëtz + commutateur + machine asynchrone autopilotée ), le Réseau-correcteur étant réalisé sur le PDP-8/L.

Le but principal de cette étude a été de réaliser l'algorithme par la microprogrammation, vérifier son fonctionnement dans les différents régimes de travail de l'ensemble. Les résultats ont été obtenus avec les gains du réseau correcteur donnés ci-dessous:

$$K_P' = 1800$$
$$K_I' = 240$$

Notons que la chaîne de la régulation de corant comprend d'autres modules ( le shunt, le capteur du corant, les convertisseurs A/N et N/A, module d'amorçage des thyristors) qui influent sur le gain total de la régulation. Dans ce mémoire nous n'entrerons pas dans les détails du montage.

L'oscillogramme montré sur la figure III-21 représente le régime transitoire du courant au démarrage ( $I_{ref}$=15 A ). Dans ce cas ( transitoire de grande amplitude ) il faut tenir compte les phénomènes liés au fonctionnement réel du système. La régulation de courant intervient sur le système après un retard d'au moins 1/6 de péride,dû à la structure du pont de Graëtz triphasé.

A ce 1/6 de période s'ajoute un retard correspondant à l'échantillonnage du corant et au calcul de l'angle $\theta$ par le calculateur. L'intervention du réseau correcteur sur le système ne peut s'effectuer qu'au cours de la deuxième alternance de courant après l'apparition de la perturbation.

C'est ce que l'on remarque au démarrage (FIG. III-21) la première alternance de corant n'est pas contrôlée ( réseau correcteur saturé ). Durant cette première alternance la valeur de est calculée à partir de l'erreur du courant, mais seulement après l'acquisition de deux échantillons de courant ( soit 1/12 de période après le démarrage ). A ce retard s' ajoute un temps plus important dû aux non linéarités du système. Ces non linéarités ont pour origine le calculateur dont les possibilités sont assez limitées et le module de commande des thyristors. En effet, la dynamique de l'erreur de courant est très grande et si l'on désire maintenir une bonne précision dans le calcul il est nécessaire de diviser les paramètres du réseau correcteur par un coefficient constant. Ce rapport est ensuite compenser par un gain supplémentaire dans la chaîne de retour.

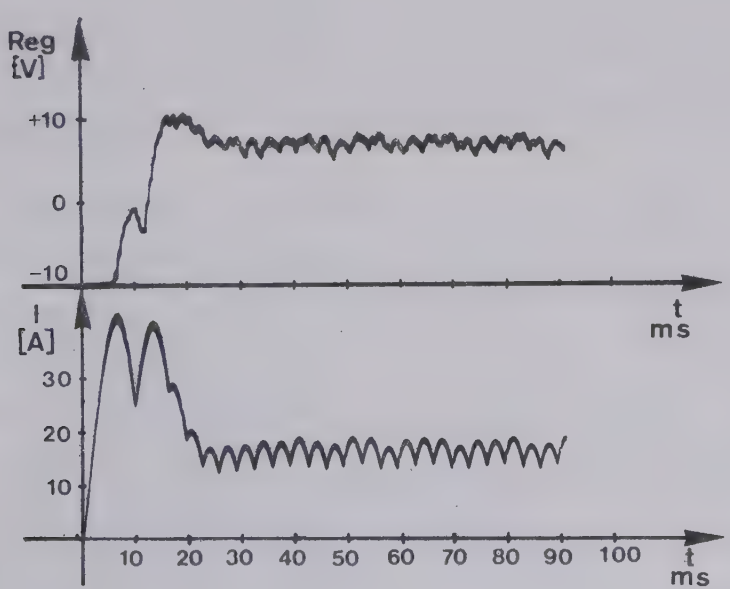


FIG. III-21 Démarrage de l'ensemble $I_c = f(t)$, $Reg = f(t)$, $\omega_r = 6{,}28\ rad/s$
Régulateur PI réalisé numériquement

FIG. III-22 Régime transitoire mécanique au démarrage;
régulateur PI réalisé numériquement

De ce fait nous avons incompatibilité entre la dynamique de sortie du réseau correcteur et la dynamique d'entrée du module de commande ( FIG. III-23 ). Lorsque la sortie du réseau correcteur commence à réagir , il faut attendre un certain temps "$t_o$" avant que cette sortie ne pénétre dans la fourchette du module de commande.

La régulation ne peut donc agir efficacement ,dans ce cas, qu'au cours de la deuxième alternance de courant . Une solution consisterait à augmenter les gains de la chaîne de retour pour compenser ce retard, mais on risque de voir le système osciller. Par contre,en cherchant à égaliser les deux dynamiques nous condamnons la précision sur les calculs, d'où une erreur statique en régime permanent non négligeable.Ce phénomène est donc dû uniquement au dispositif expérimental, et pourrait facilement être éliminé par l'utilisation d'un calculateur plus performent travaillant en double précision ( cas de beaucoup de microprocesseurs disponibles actuellement sur le marché ).

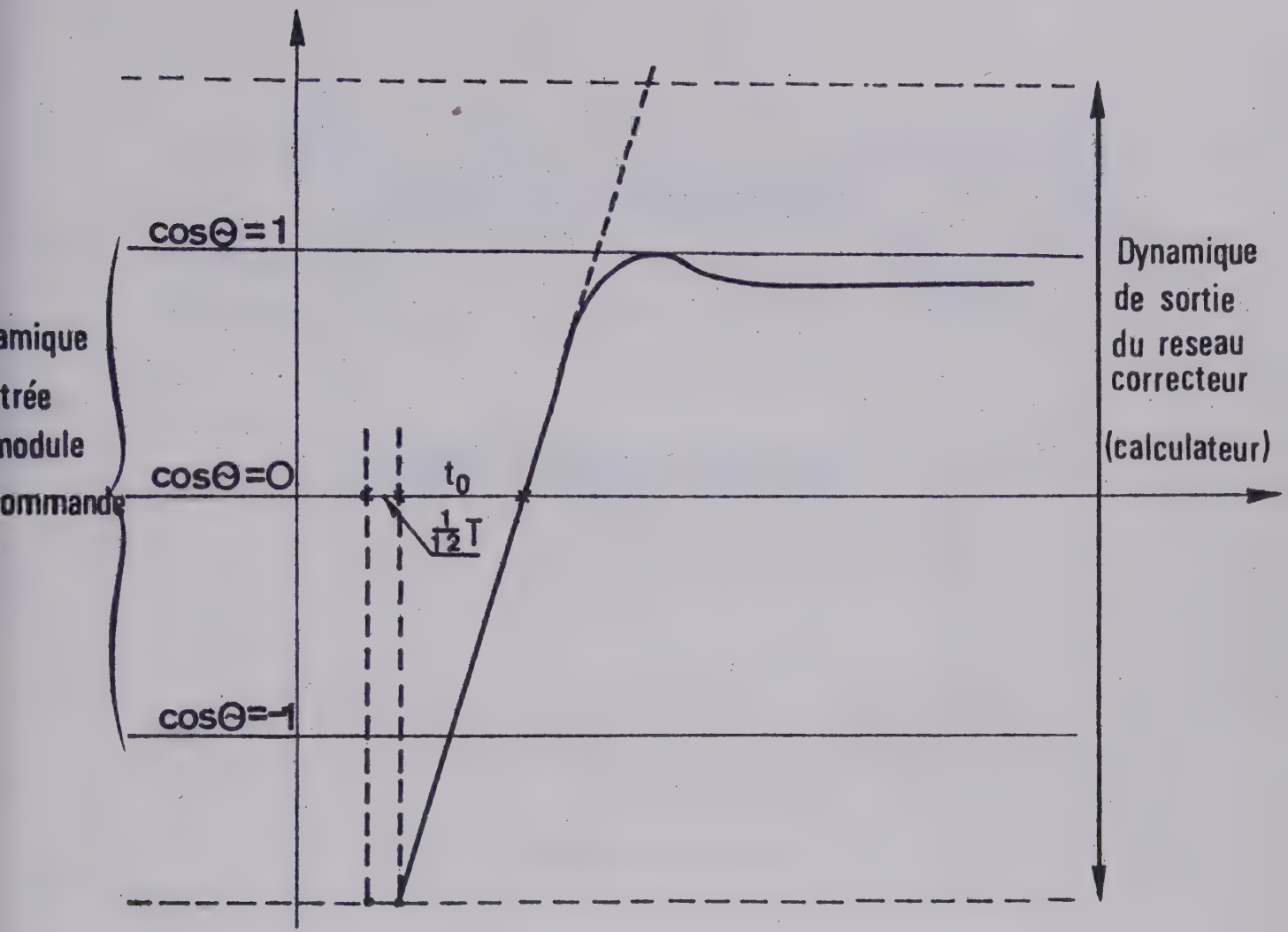


FIG. III-23 Retard de l'intervention du réseua-correcteur numérique

Dans ces conditions la régulation proportionelle intégrale a donné:

- une erreur statique nulle ( $\varepsilon_s = 0$ )
- un temps de réponse de l'ordre de 25ms ( avec le retard discuté ci-dessus )
- un amortissement satisfaisant.

Un autre point de fonctionnement a été examiné. Nous avons pris comme état initial $I_{ref} = I_c = 15A$ pour $\omega_r = 6,28 rad/s$

et nous avons provoqué des perturbations sur la référence par des créneaux d'amplitude ±5A . Le système suit ces variations et l'oscillogramme correspondant est donné sur la figure III-24. Nous voyons que le régime permanent est atteint plus rapidement ( une alternance de courant ), et le retard dû à l'acquisition du courant n'intervenat plus.

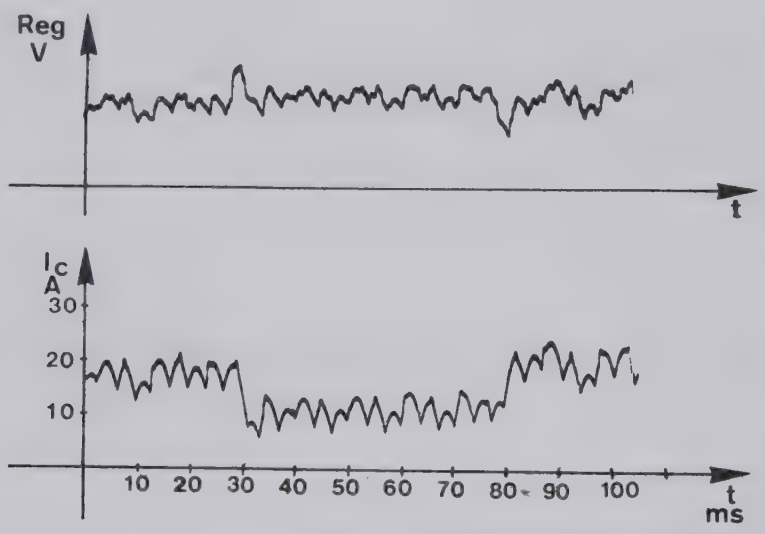


FIG. III-24 Régime transitoire $I_{ref}=I_{refo}\pm5A$, $I_{refo}=15A$
$\omega_r=6,28rad/s$, PI-réalisé numériquement

D'autre part, nous avons réalisé un échelon de la pulsation rotorique ( inversion de sens de marche $\omega_r \longrightarrow -\omega_r$ ), la référence de courant étant maintenue constante et égale à 20A. Nous observons ( FIG. III-25 ) qu'au moment de la perturbation le courant varie légèrement autour de la valeur moyenne.

Ces premiers résultats correspondent bien à la simulation pour lesquels nous avons les paramètres suivants:

$K_p = 0,1$
$K_i = 30$

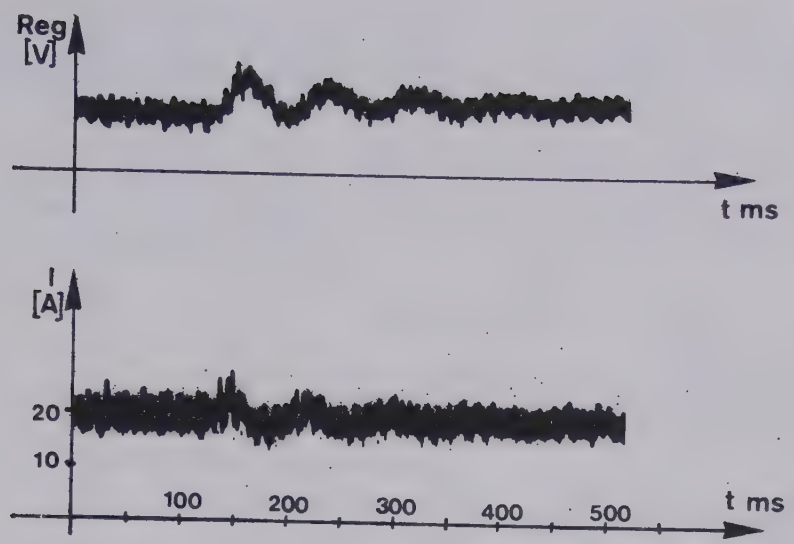


FIG. III-25 Régime transitoire provoqué par l'échelon de la pulsation rotorique ( passage en génératrice $\omega_r \rightarrow -\omega_r$ )

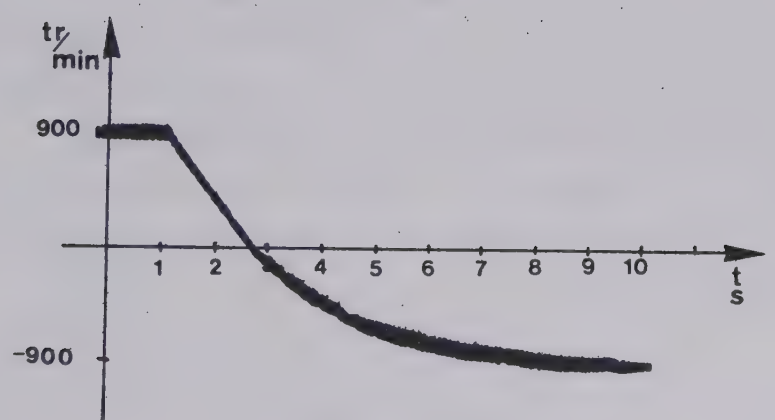


FIG. III-26 Régime transitoire mécanique provoqué par l'échelon de la pulsation rotorique ( inversion de sens de marche )

Comparons ces valeurs aux grandeurs expérimentales. Comme nous l'avons vu précédemment , la valeur de $K_I'$ a été calculée ainsi:

$$K_I' = K_i' \; H/2$$

C'est le $K_i'$ qui correspond au gain $K_i$ de la simulation. Il vaut:

$$K_i' \quad 581000$$

Les rapports entre les grandeurs théoriques et expérimentales sont:

$$\frac{K_p'}{K_p} = 18000 \qquad \frac{K_i'}{K_i} = 19300$$

Ces deux rapports sont du même ordre de grandeur et correspondent à un gain supplementaire relatif à la structure du dispositif expérimental. Nous observons donc une bonne correspondance entre ces paramètres prouvant ici la validité de la méthode de simulation choisie.

Nous pouvons donc conclure que le réseau correcteur proportionnel-intégral défini par la simulation garantit une bonne régulation dans tous les régimes de fonctionnement de l'ensemble. Malgré les inconvénients ( le retard de réaction ⟶ saturation du réseau correcteur ⟶ le dépassement grand au démarrage ) nous constatons beaucoup d'avantages sur la facilité d'emploi.
La modification et l'adaptation du réseau correcteur au processus lui donne un caractère plus universel qu'une réalisation analogique adaptée à un seul processus.

## III-5.2 Réseau correcteur échantillonné

Nous avons utilisé le réseau correcteur échantillonné dans la régulation d'un processus réel. Les différents régimes de fonctionnement ont été essayés:

- le démarrage ( régime transitoire de grande amplitude )
- le régime transitoire d'amplitude faible autour d'un poit de fonctionnement
- inversion de sens de marche avec passage en génératrice ( régime transitoire appliqué sur $\omega_r$; $\omega_r \rightarrow -\omega_r$ ).

Nous avons constaté que le démarrage (FIG. III-27) est réalisé avec les gains $K'_a = 832$ et $K'_b = 0{,}92$ ce qui nous garantit une bonne précision statique ($\varepsilon_s = 0$). La réponse a un dépassement plus important dû à l'action en retard du réseau correcteur.
Ce phénomène est identique à celui montré dans la régulation proportionnelle-intégrale. La réponse est bien amortie, le régime permanent étant atteint après environ 30ms.

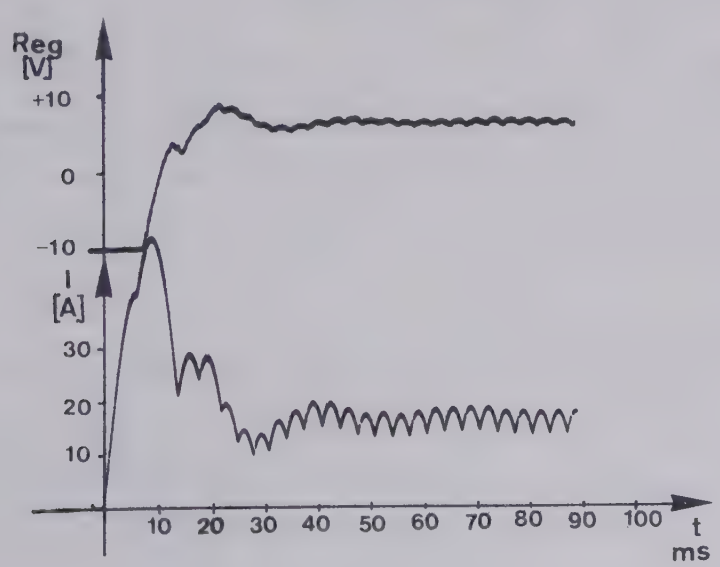


FIG. III-27 Démarrage réalisé avec un réseau correcteur échantillonné ($K'_a = 832$ , $K'_b = 0{,}92$ ).

Le régime transitoire réalisé autour d'un point de fonctionnement ( FIG. III-28 ), $I_c = I_{ref} = 15A$ , montre que le système comprenant le réseau-correcteur avec le gain donné ci-dessus ne répond pas suffisament rapidement.

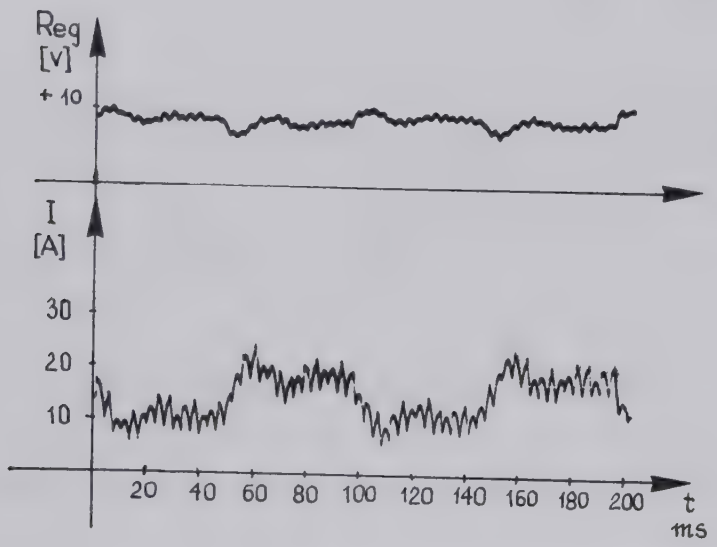


FIG.III-28 Régime transitoire dû à l'échelon $I_{ref}=I_{refo}+ 5A$ où $I_{refo}= 15A$, $\omega_r = 6,28$rad/s; ($K'_a=832, K'_b=0,92$) coefficients satisfaisants au démarrage.

Dans ces conditions nous avons fait varier le gain $K_b$, et en le diminuant ( $K_b=0,69$ ), nous obtenons une meilleure rapidité du système ( régime permanent est atteint après une alternance - FIG. III-29 ).

Les essais de l'inversion de sens de marche ( passage en génératrice $\omega_r \longrightarrow -\omega_r$ ) qui correspond aux transitoires de grande amplitude, effectués sur $\omega_r$ ont montré que le réseau-correcteur adapté au démarrage ne suffit pas car sa réaction est trop lente ( FIG. III-31a ).

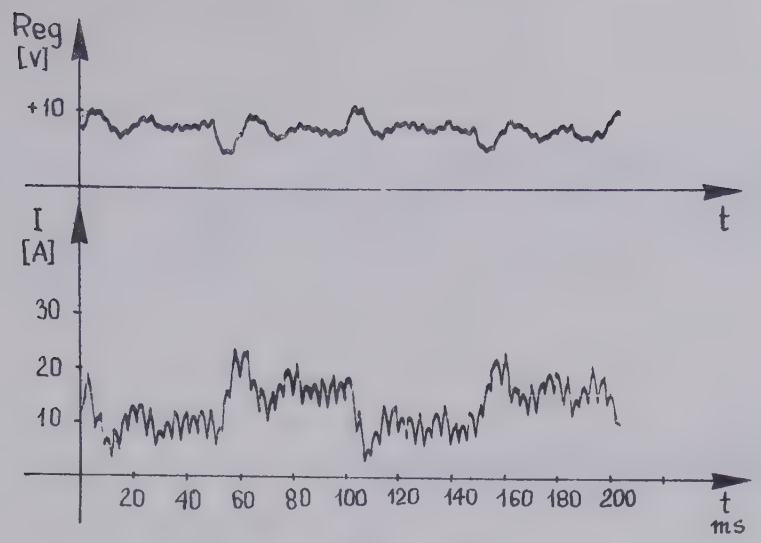


FIG. III-29 Régime transitoire dû à l'échelon $I_{ref} = I_{refo} \pm 5A$, $I_{refo} = 15A$, $\omega_r = 6,28 rad/s$, $K'_a = 832$, $K'_b = 0.69$

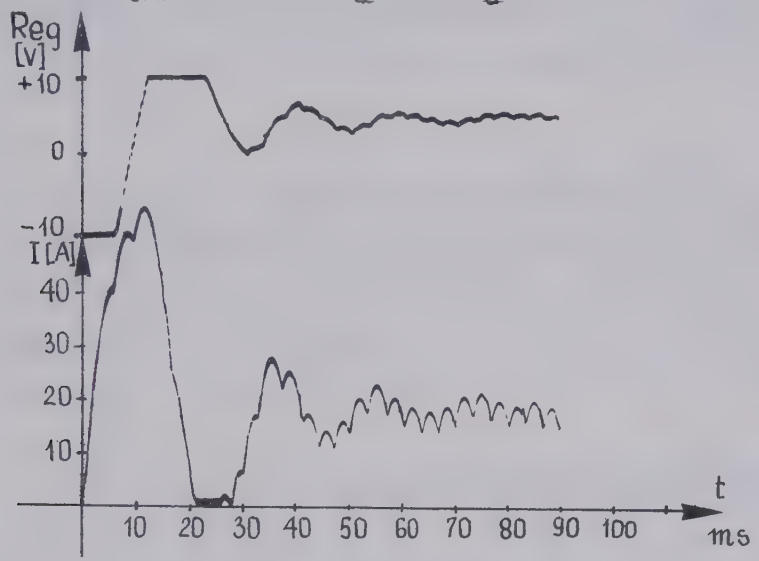


FIG. III-30a Démarrage réalisé avec le réseau correcteur échantillonné $K'_a = 832$, $K'_b = 0,75$

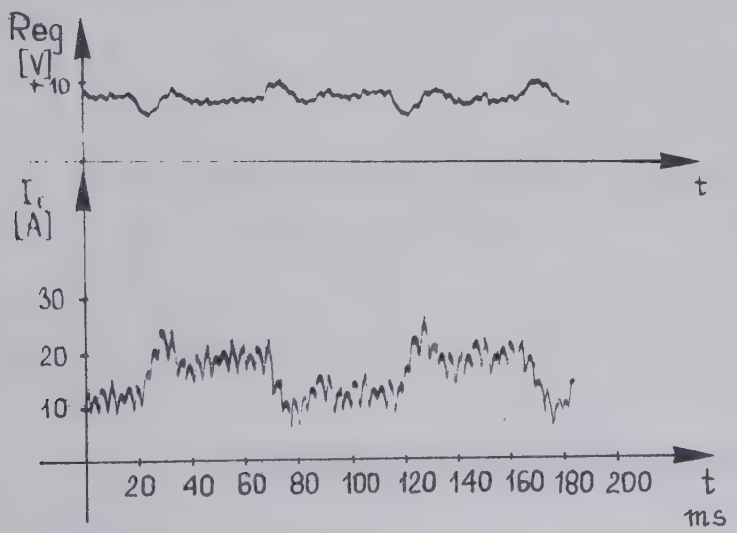


FIG. III-30b Régime transitoire autour d'un point de fonctonnement $I_{refo} = I_c = 15A$ ( $I_{ref} = I_{refo} \pm 5A$ ); $K_a = 832$, $K_b = 0,75$

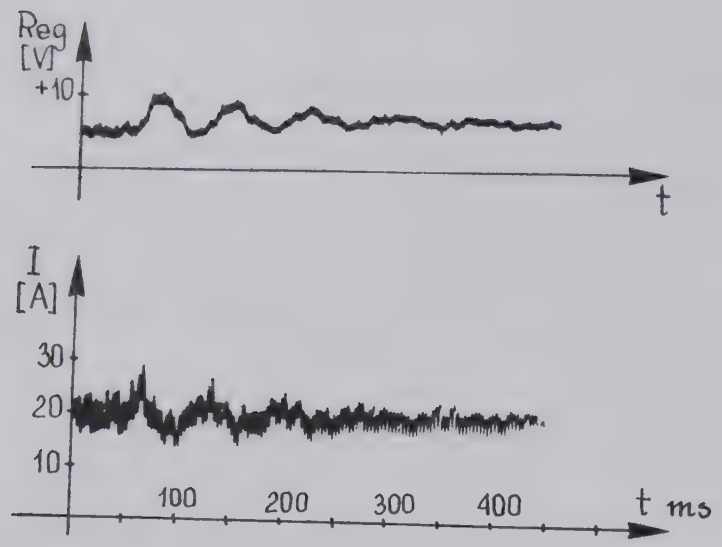


FIG. III-31a Régime transitoire dû à l'inversion de sens de marche
$K'_a$=832, $K'_b$= 0,92-démarrage réalisable; $\omega_r \rightarrow -\omega_r$ , $\omega_r$=6,28rad/

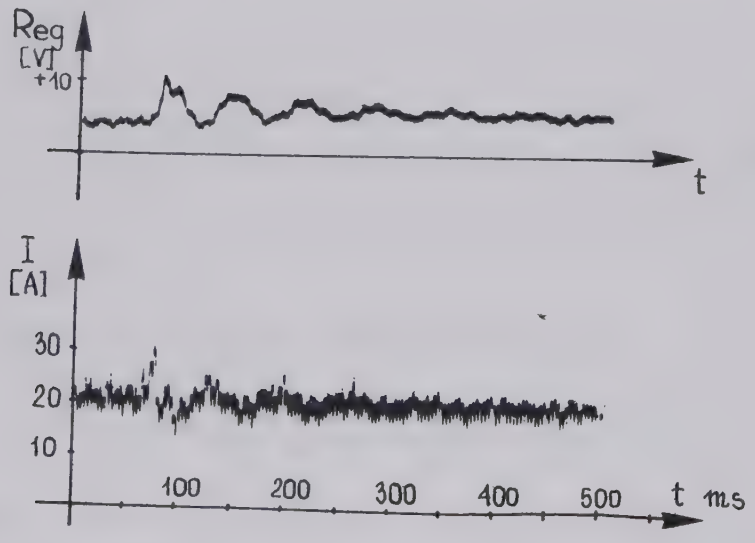


FIG. III-31b Régime transitoire-passage en génératrice $\omega_r \rightarrow -\omega_r$. $\omega_r$=6,28rad/s
$K'_a$=832,$K'_b$=0,75-démarrage avac la saturation du réseau correcteur
FIG. III-30a

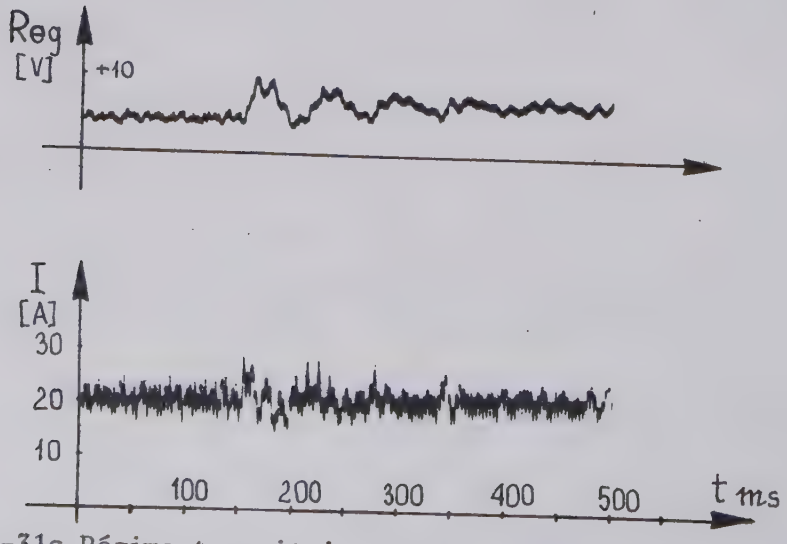


FIG. III-31c Régime transitoire-passage en génératrice $\omega_r \rightarrow -\omega_r$ , $\omega_r$=6,28rad/s
$K'_a$=832, $K'_b$=0,69 ( démarrage impossible )

Le changement du gain $K'_b$ a amélioré la dynamique (FIG. III-31-b) et pour le gain $K'_b$ égal à 0,69 les variations du courant sont plus faibles et le système se stabilise plus rapidement (FIG. III-31-c).

Il est à remarquer que ce type de réseau correcteur étant extrèmement sensible au choix de la période d'échantillonnage a été simulé pour sa valeur égale à 100 tandis qu'expérimentalement nous avons utilisé une période d'échantillonnage minimale de 825 $\mu s$ . Nous avons donc simulé le système dans le cas d'une inversion de sens de marche avec une période d'échantillonnage supérieure à 100$\mu s$ (FIG. III-18). Nous avons remarqué qu'effectivement les gains $K'_a$ et $K'_b$ doivent être modifiés pour assurer la même réponse que précédemment (dépassement + rapidité).

Nous pouvons donc conclure que dans la cadre de la simulation numérique le réseau correcteur échantillonné a garanti de meilleures performances du système asservi que le proportionnel-intégral. L'expérience n'a pas confirmé ce résultat, mais comme nous l'avons vu, ceci est dû à la période d'échantillonnage.

Ici encore, en utilisant un calculateur plus performant, nous pourrions nous affranchir des non linéarités apportées par l'incompatibilité des dynamiques des différents modules. Enfin, les microprocesseurs actuels étant plus rapides, la période d'échantillonnage expérimentale pourrait être diminuée.

Il est à remarquer que dans ce dispositif suivant, le type de régime transitoire envisagé, les coefficients du réseau correcteur doivent varier pour obtenir une réponse optimale. Il serait donc intéressant de poursuivre cette étude en utilisant le même réseau correcteur mais avec les paramètres autoadaptatifs. La simulation mise au point et décrite dans ce mémoire permettrait de résoudre ce problème en fournissant des lois de variation de $K'_a$ et $K'_b$ en fonction de l'erreur.

## III-6 CONCLUSIONS :

Plusieurs points sont ressortis de cette étude :

- malgré certains phénomènes dus à l'utilisation d'un calculateur peu performant, les résultats expérimentaux correspondent bien à la simulation ;

- la méthode de résolution mise au point permettra donc d'étudier facilement différents types de réseaux correcteurs appliqués à d'autres processus ;

- la commande numérique d'un tel dispositif, surtout l'utilisation d'un calculateur dans la chaîne de retour présente une souplesse d'emploi que n'a pas la réalisation analogique, et ce pour des performances identiques.

# CHAPITRE IV

# COMPENSATION PAR REACTION D'ETAT

## IV-1 INTRODUCTION

L'étude envisagée dans ce chapitre utilise une théorie de la commande dans l'espace d'état ou le système à commander sera représenté par une équation vectorielle au lieu d'être décrit par une transmittance opérationnelle [13], [14].

Il nous semble que cette méthode de la commande est particulièrement pratique dans le cas des systèmes multidimensionnels.

L'étude à laquelle nous nous sommes intéressés a consisté à trouver à partir d'un modèle mathématique linéaire et invariant du processus réel, un tel système de commande qui assure les performances imposées (critères de la régulation). Cette étude a été effectuée dans le domaine de la simulation numérique du système asservi (processus + commande). Ses avantages et inconvénients seront donc composés avec les résultats obtenus précédemment par la simulation.

Dans cette étude nous utiliserons les termes spécifiques et leurs définitions nous semblent indispensables. Il s'agit donc :

- de la gouvernabilité qui traduit l'existence d'une commande $\mathcal{U}$ permettant d'amener le vecteur d'état $\mathcal{X}$ (ou de sortie $\mathcal{Y}$) d'une condition initiale $\mathcal{X}_0$ (ou $\mathcal{Y}_0$) à une condition finale $\mathcal{X}_1$ ($\mathcal{Y}_1$) en un temps donné $t_1$ ;

- de l'observabilité qui traduit la possibilité à partir de l'observation du vecteur de sortie dans l'intervalle ($t_0$, $t_1$) de reconstituer le vecteur d'état initial $\mathcal{X}_0$.

## IV-2 COMPENSATION PAR REACTION D'ETAT - PRINCIPES

### IV-2.1 Généralités

Soit un système $S$ défini de la manière suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = A\,X + B\,U \\ Y = C\,X \end{cases} \qquad (IV-1)$$

où : $X$ est un vecteur d'état de dimension $n$

$U$ est un vecteur d'entrée de dimension $m$

$Y$ est un vecteur de sortie de dimension $p$

$A, B, C$ sont des matrices de dimensions $n \times n$, $n \times m$ et $p \times n$

Le principe de la méthode (Fig. IV-1) consiste à utiliser une loi de commande qui s'écrit [14] :

$$U = e + K X \qquad (IV-2)$$

où $K$ est une matrice de dimension $1 \times n$

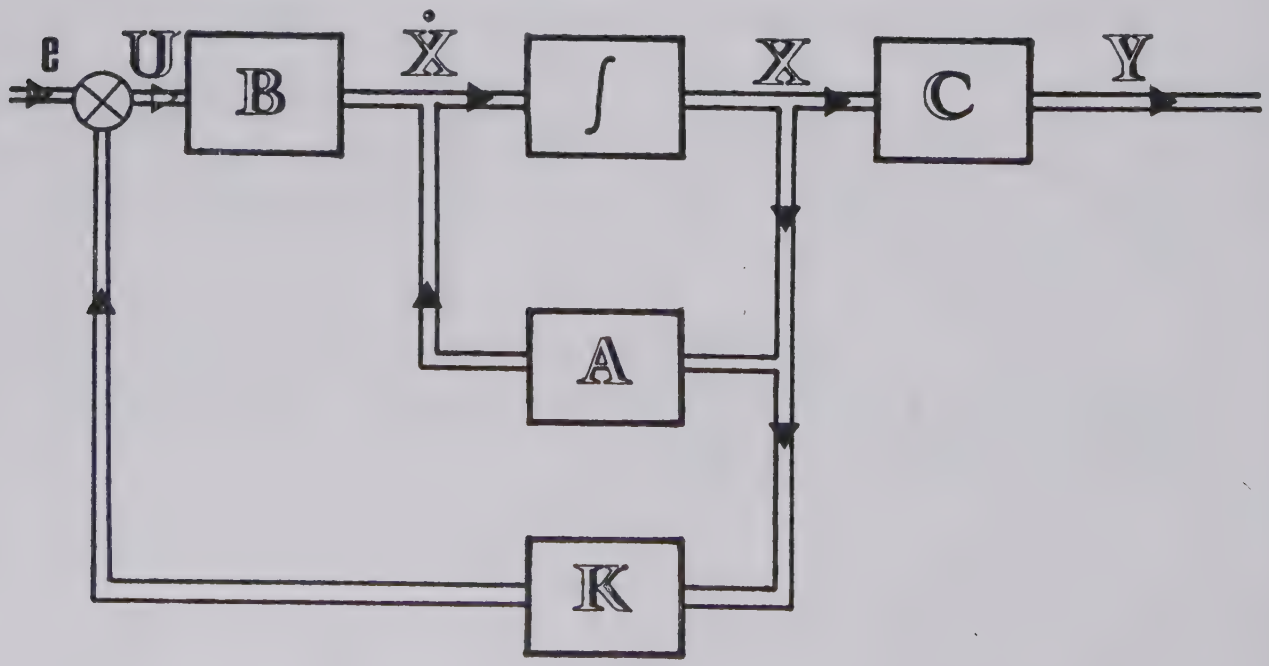


FIG. IV-1 Schéma bloc du système avec la réaction d'état

de manière à remplacer la transmittance en boucle ouverte

$$T_0 = \mathbb{C}[p\mathbb{I} - \mathbb{A}]^{-1} \cdot \mathbb{B} \qquad (IV - 3)$$

par la transmittance en boucle fermée :

$$T_f = \mathbb{C}[p\mathbb{I} - \mathbb{A} - \mathbb{B}\mathbb{K}]^{-1} \cdot \mathbb{B} \qquad (IV - 4)$$

Les modes du système bouclé seront donc les facteurs de l'équation caractéristique :

$$|p\mathbb{I} - \mathbb{A} - \mathbb{B}\mathbb{K}| = 0 \qquad (IV - 5)$$

Nous considérons qu'en choisissant bien $\mathbb{K}$ nous améliorerons la stabilité et les qualités dynamiques du système.

### IV-2.2. Système mono-entrée

Dans le cas d'un système mono-entrée décrit par l'expression IV-1 ayant une seule entrée $\mathbb{u}$ et tous les états $\mathbb{X}$ accessibles et mesurables $\mathbb{K}$ est une matrice ligne et l'équation d'état est donnée :

$$\dot{\mathbb{X}} = (\mathbb{A} + \mathbb{B}\mathbb{K})\mathbb{X} + \mathbb{B}\,e \qquad (IV - 6)$$

#### IV-2.2.1 Matrice de transformation

Si le système est totalement gouvernable, nous pouvons déterminer une matrice de transformation $\mathbb{M}(\mathbb{X} = \mathbb{M} \cdot \tilde{\mathbb{X}})$. La matrice $\mathbb{M}$ $(n \times n)$ est recherchée de manière que les matrices transformées $\tilde{\mathbb{A}}$ et $\tilde{\mathbb{B}}$ telles que :

$$\tilde{\mathbb{A}} = \mathbb{M}^{-1}\,\mathbb{A}$$
$$\tilde{\mathbb{B}} = \mathbb{M}^{-1}\,\mathbb{B} \qquad (IV - 7)$$

soient de la forme : $\tilde{\mathbb{B}} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}$

$$\tilde{\mathbb{A}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & & \vdots \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & \cdots & -\alpha_{n-1} \end{bmatrix} \qquad (IV - 8)$$

matrice compagne de $\mathbb{A}$

où $\alpha_0$ , $\alpha_1$ , ..... $\alpha_{n-1}$ sont les coefficients de l'équation caractéristique de $\mathbb{A}$. L'équation caractéristique IV-5 se présente de la manière suivante :

$$\det(p\mathbb{I}-\tilde{\mathbb{A}}) = p^n + \alpha_{n-1}p^{n-1} + \cdots\cdots + \alpha_1 p + \alpha_0 = \det(p\mathbb{I}-\mathbb{A}) \qquad (IV-9)$$

A $\mathbb{K}$ correspond dans la transformation $\tilde{\mathbb{K}}$:

$$\mathbb{K} = \mathbb{K}\cdot\mathbb{M} \quad \text{et} \quad \mathbb{K} = \mathbb{K}\cdot\mathbb{M}^{-1} \qquad (IV-10)$$

En partant de l'expression IV-7 nous explicitons la matrice de transformation sous la forme suivante :

$$\mathbb{M} = [\mathbb{M}_1\ \mathbb{M}_2\ \mathbb{M}_3 \cdots\cdots\cdots \mathbb{M}_n] \qquad (IV-11)$$

où les matrices colonnes s'écrivent :

$$\begin{aligned}
\mathbb{M}_n &= \mathbb{B} \\
\mathbb{M}_{n-1} &= [\mathbb{A} + \mathbb{I}\cdot\alpha_2]\cdot\mathbb{B} \\
&\vdots \\
\mathbb{M}_1 &= [\mathbb{A}^{n-1} + \alpha_{n-1}\cdot\mathbb{A}^{n-2} + \qquad + \mathbb{I}\cdot\alpha_1]\cdot\mathbb{B}
\end{aligned} \qquad (IV-11a)$$

IV-2.2.2 COMPENSATEUR

Pour obtenir un système ayant une dynamique donnée [14] nous imposons qu'en boucle fermée il possède une équation caractéristique liée à cette dynamique. Nous garderons un système d'ordre "$n$" c'est-à-dire du même ordre que le système initial. Cette équation caractéristique est de la forme :

$$p^n + \gamma_{n-1}p^{n-1} + \cdots\cdots + \gamma_2 p^2 + \gamma_1 p + \gamma_0 = 0 \qquad (IV-12)$$

En mettant la matrice $\tilde{\mathbb{A}} + \tilde{\mathbb{B}}\cdot\tilde{\mathbb{K}}$ sous forme compagne

$$\tilde{\mathbb{A}} + \tilde{\mathbb{B}}\tilde{\mathbb{K}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \cdots\cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 \cdots\cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & & 1 \\ -\gamma_0 & -\gamma_1 & \cdots\cdots & -\gamma_{n-1} \end{bmatrix} \qquad (IV-13)$$

nous trouvons facilement $\tilde{\mathbb{B}}\,\tilde{\mathbb{K}}$ sous la forme donnée au-dessous:

$$\tilde{\mathbb{B}}\tilde{\mathbb{K}} = (\tilde{\mathbb{A}} + \tilde{\mathbb{B}}\tilde{\mathbb{K}}) - \tilde{\mathbb{A}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \cdots\cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 \\ \alpha_0-\gamma_0 & \alpha_1-\gamma_1 \cdots\cdots & \alpha_{n-1}-\gamma_{n-1} \end{bmatrix} \qquad (IV-14)$$

D'autre part nous avons :

$$\tilde{\mathbb{B}}\cdot\tilde{\mathbb{K}} = \tilde{\mathbb{B}}\cdot\left[\tilde{\mathbb{K}}_0 \quad \tilde{\mathbb{K}}_1 \cdots\cdots \tilde{\mathbb{K}}_{n-1}\right] \qquad (IV - 15)$$

Nous trouvons donc immédiatement :

$$\tilde{\mathbb{K}} = \left[(\alpha_0 - \gamma_0) \quad (\alpha_1 - \gamma_1) \cdots\cdots (\alpha_{n-1} - \gamma_{n-1})\right] \qquad (IV - 16)$$

et par conséquent nous obtenons :

$$\mathbb{K} = \tilde{\mathbb{K}} \quad \mathbb{M}^{-1} \qquad (IV - 17)$$

### IV.2.2.3 Vérification de la gouvernabilité du système

La gouvernabilité du système mono-entrée où le vecteur d'état est de dimension "$n$" est vérifiée par les conditions suivantes :

- rang $[\mathbb{B} \quad \mathbb{A}\cdot\mathbb{B} \cdots\cdots \mathbb{A}^{n-1}\cdot\mathbb{B}] = n$
- les vecteurs colonnes $\mathbb{B}$ , $\mathbb{A}\mathbb{B}$, ..... , $\mathbb{A}^{n-1}\mathbb{B}$ doivent être indépendants
- le vecteur colonne $\mathbb{A}^n\cdot\mathbb{B}$ est déterminé par :

$$\mathbb{A}^n\cdot\mathbb{B} \quad -\alpha_0\mathbb{B} - \alpha_1\mathbb{A}\mathbb{B} - \cdots\cdots - \alpha_{n-1}\mathbb{A}^{n-1}\cdot\mathbb{B}$$

## IV-3 COMPENSATION PAR REACTION D'ETAT UTILISE DANS LA BOUCLE DE COURANT DU SYSTEME : REDRESSEUR - COMMUTATEUR - MACHINE ASYNCHRONE AUTOPILOTEE

### IV-3.1 HYPOTHESES

Dans cette étude nous retiendrons les hypothèses présentées au chapitre II qui permettent de considérer le système comprenant :

- le redresseur
- le circuit de lissage
- le commutateur
- la machine asynchrone

comme linéaire et continu.

### IV-3.2. Modèle mathématique du système en boucle ouverte

Nous nous référons aux équations électriques présentées dans le chapitre II, que nous rappelons ci-dessous :

$$\begin{cases} \dfrac{di_\alpha}{dt} = -\dfrac{R_1 L_r}{\Delta} i_\alpha + \dfrac{R_1 L_r M_{sr}}{\Delta L_1} i_\beta + \dfrac{M_{sr}\omega_s}{L_1} i_{rq} + \dfrac{K}{L_1} u & (IV-18) \\ \dfrac{di_\beta}{dt} = \dfrac{R_1 L_1 M_{sr}}{\Delta L_r} i_\alpha - \dfrac{R_r L_1}{\Delta} i_\beta + \omega_r i_{rq} & (IV-19) \\ \dfrac{di_{rq}}{dt} = 0 \cdot i_\alpha - \omega_r i_\beta - \dfrac{R_r}{L_r} i_{rq} & (IV-20) \end{cases}$$

sachant que : $L_1 i_{sd} + M_{sr} i_{rd} = L_1 i_\alpha$

$M_{sr} i_{sd} + L_r i_{rd} = L_r i_\beta$

où

$L_1 = K^2 \lambda + L_s \qquad K = \dfrac{\pi}{3\sqrt{2}}$

$R_1 = K^2 \rho + R_s \qquad \Delta = L_1 L_r - M_{sr}^2$

En conséquence, le courant $I_c$ est obtenu :

$$I_c = \frac{K}{\Delta}\left(L_1 L_r i_\alpha - L_r M_{sr} i_\beta\right) \qquad (IV-21)$$

En mettant les équations électriques sous la forme d'état le système est :

$$\begin{cases} \dot{\mathbb{X}} = \mathbb{A}\,\mathbb{X} + \mathbb{B}\,\mathbb{U} & (IV-22) \\ \mathbb{Y} = \mathbb{C}\,\mathbb{X} & (IV-23) \end{cases}$$

### IV-3.3. Détermination des matrices

Nous considérons que le système possède une seule entrée : la tension à la sortie du redresseur. La variable de sortie $\mathbb{Y}$ correspond au courant à réguler alimentant la charge ( $I_c$ ).

Nous avons :

$$\dot{\mathbb{X}} = \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \\ \frac{di_{rq}}{dt} \end{bmatrix} \qquad (IV - 24)$$

$$\mathbb{X} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{rq} \end{bmatrix} \qquad (IV - 25)$$

$$\mathbb{A} = \begin{bmatrix} -a_1 & a_2 & a_3\omega_s \\ a_4 & -a_5 & \omega_r \\ 0 & -\omega_r & -a_6 \end{bmatrix} \quad \mathbb{B} = \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \mathbb{C} = [C_1\ C_2\ 0]$$

Les coefficients sont déterminés ci-dessous :

$$a_1 = \frac{R_1 L_r}{\Delta} \qquad a_4 = \frac{R_r L_1 M_{sr}}{\Delta L_r}$$

$$a_2 = \frac{R_1 L_r M_{sr}}{\Delta L_1} \qquad a_5 = \frac{R_r L_1}{\Delta} \qquad (IV - 26)$$

$$a_3 = \frac{M_{sr}}{L_1} \qquad a_6 = \frac{R_r}{L_r}$$

$$b_1 = \frac{K}{L_1} \quad (IV - 27) \qquad C_1 = \frac{K L_1 L_r}{\Delta} \qquad C_2 = -\frac{K L_r M_{sr}}{\Delta} \quad (IV - 28)$$

Le vecteur de la commande est décrit par la loi IV-2

$$\mathbb{U} = \mathbb{e} + \mathbb{K}\,\mathbb{X} \qquad (IV - 29)$$

où : $e$ - consigne utilisée

$\mathbb{K}$- matrice ligne de la compensation d'état de dimension 3 X 1

La sortie $\mathbb{Y}$ s'écrit :

$$\mathbb{Y} = \mathbb{C}\ \mathbb{X} \qquad Y = C_1\, i_\alpha + C_2\, i_\beta \qquad \text{( IV - 30 )}$$

IV-3.4 Matrice de transformation

Nous voulons, tout d'abord, trouver la matrice compagne $\tilde{\mathbb{A}}$ dont la dernière ligne contient les coefficients de l'équation caractéristique du système en boucle ouverte. Nous partons de la matrice $[p\mathbb{I} - \mathbb{A}]$ :

$$[p\mathbb{I} - \mathbb{A}] = \begin{bmatrix} p+a_1 & -a_2 & -a_3\omega_s \\ -a_4 & p+a_5 & -\omega_r \\ 0 & \omega_r & p+a_6 \end{bmatrix} \qquad \text{( IV - 31 )}$$

$$|p\mathbb{I} - \mathbb{A}| = p^3 + \alpha_2 p^2 + \alpha_1 p + \alpha_0 \qquad \text{( IV - 32 )}$$

avec : $\alpha_0 = a_1 a_5 a_6 + a_3 a_4 \omega_r \omega_s + a_1 \omega_r^2 - a_2 a_4 a_6$

$\alpha_1 = a_1 a_5 + a_1 a_6 + a_5 a_6 + \omega_r^2 - a_2 a_4$

$\alpha_2 = a_1 + a_5 + a_6$

d'où la matrice compagne $\tilde{\mathbb{A}}$ :

$$\tilde{\mathbb{A}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 \end{bmatrix} \qquad \text{( IV - 33 )}$$

Nous avons dit que la matrice de transformation peut être donnée par les vecteurs colonnes IV-11. Dans notre cas elle n'a que trois vecteurs $\mathbb{M}_1$, $\mathbb{M}_2$ et $\mathbb{M}_3$ que nous trouvons d'après la formule IV-11a :

$$\mathbb{M} = [\mathbb{M}_1\ \mathbb{M}_2\ \mathbb{M}_3]$$

$$\mathbb{M}_3 = \mathbb{B} = \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \text{( IV - 34 )}$$

$$\mathbb{M}_2 = [\mathbb{A} - \alpha_2 \mathbb{I}]\,\mathbb{B} = \begin{bmatrix} (-a_1 + \alpha_2)\, b_1 \\ a_4\, b_1 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad \text{( IV - 35 )}$$

$$\mathbb{M}_1 = [\mathbb{A}^2 + \alpha_2 \mathbb{A} + \alpha_1 \mathbb{I}] \cdot \mathbb{B} = \begin{bmatrix} (\beta_1 - \alpha_2 a_1 + \alpha_1) \cdot b_1 \\ (\beta_4 + \alpha_2 a_4)\, b_1 \\ \beta_7 \cdot b_1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV - 36})$$

avec : $\beta_1 = a_1^2 + a_2 a_4 \quad \beta_2 = -(a_1 a_2 + a_2 a_5 + a_3 \omega_s \omega_r)$

$\beta_3 = -(a_1 a_3 \omega_s - a_2 \omega_r + a_3 a_6 \omega_s) \quad \beta_4 = -(a_1 a_4 + a_5 a_4)$

$\beta_5 = a_2 a_4 + a_5^2 - \omega_r^2 \quad \beta_6 = a_3 a_4 \omega_s - a_5 \omega_r - a_6 \omega_r$

$\beta_7 = -\omega_r a_4 \quad \beta_8 = (a_5 + a_6)\omega_r \quad \beta_9 = a_6^2 - \omega_r^2$

En effet, la matrice de transformation est donnée par :

$$\mathbb{M} = \begin{bmatrix} m_1 & m_2 & m_3 \\ m_4 & m_5 & 0 \\ m_6 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} m_1 &= (\beta_1 - \alpha_2 a_1 + \alpha_1) \cdot b_1 \\ m_2 &= (-a_1 + \alpha_2) \cdot b_1 \\ m_3 &= b_1 \\ m_4 &= (\beta_4 + \alpha_2 a_4) \cdot b_1 \\ m_5 &= a_4 \cdot b_1 \\ m_6 &= \beta_7 \cdot b_1 \end{aligned} \quad (\text{IV - 37})$$

IV-4.5 Détermination du compensateur $\mathbb{K}$

En partant de relation de la commande donnée ci-dessus :

$$\mathcal{U} = e + \mathbb{K}\mathbb{X} = e + \tilde{\mathbb{K}}\mathbb{M}^{-1} \cdot \mathbb{M} \cdot \tilde{\mathbb{X}} = e + \tilde{\mathbb{K}} \cdot \tilde{\mathbb{X}} \quad (\text{IV - 38})$$

Pour obtenir une réponse du système bouclé qui correspond aux critères de régulation, définis au chapitre III nous nous donnons les pôles de la fonction de transfert en boucle ouverte du système auquel est associé ce compensateur.

Nous avons signalé au chapitre II que la réponse indicielle du système du troisième ordre est liée avec la répartition des pôles de la transmittance en boucle ouverte. Nous pouvons résumer graphiquement ces réponse types [17] , ce qui nous permet de motiver notre choix de la dynamique désirée.

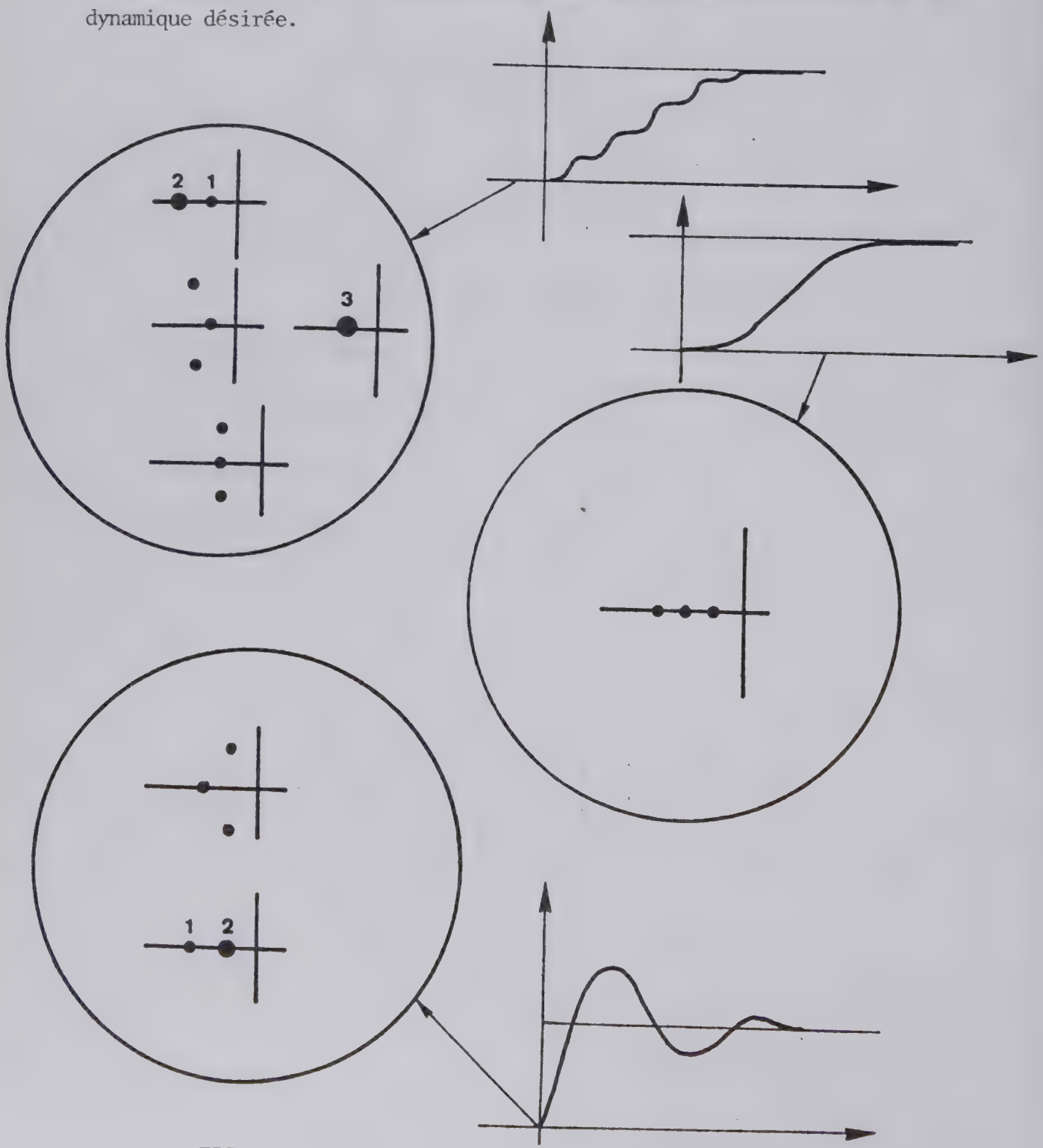


FIG. IV-2 Répartition de pôles correspondant aux réponses indicielles du système du troisième ordre.

On a choisi de garder un système du troisième ordre ayant un pôle réel assez éloigné de l'origine et deux pôles complexes conjugués plus proches de l'origine. Comme nous l'avons montré sur la figure IV-2, la configuration de pôles choisie doit nous amener à une réponse indicielle oscillatoire de caractéristiques déterminées par les pôles dominants. Nous constatons que ce type de réponse doit obéir aux critères de régulation définis au chapitre II. La forme de l'équation caractéristique sera :

$$(p+ d_0)(p^2 + 2z\Omega_0 p + \Omega_0^2) = 0 \qquad (IV - 39)$$

avec : $d_0$ - racine réelle

$z$ - coefficient d'amortissement

$\Omega_0$ - pulsation d'oscillations propres

soit :

$$p^3 + \gamma_2 p^2 + \gamma_1 p + \gamma_0 = 0 \qquad (IV - 40)$$

avec : $\gamma_0 = \Omega_0^2 \cdot d_0 \qquad \gamma_1 = 2z\Omega_0 d_0 + \Omega_0^2 \qquad \gamma_2 = 2z\Omega_0 + d_0$

La matrice $\tilde{\mathbb{K}}$ est donc définie par :

$$\tilde{\mathbb{K}} = [\tilde{K}_0 \ \tilde{K}_1 \ \tilde{K}_2] \qquad (IV - 41)$$

où :

$$\tilde{K}_0 = \alpha_0 - \gamma_0 \qquad K_1 = \alpha_1 - \gamma_1 \qquad K_2 = \alpha_2 - \gamma_2$$

Nous cherchons la matrice qui nous permet de définir le compensateur $\mathbb{K} = \tilde{\mathbb{K}} \cdot \mathbb{M}^{-1}$

$$\mathbb{M}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & n_1 \\ 0 & n_2 & n_3 \\ n_4 & n_5 & n_6 \end{bmatrix} \qquad (IV - 42)$$

avec $n_1 = \frac{1}{m_6} \qquad n_2 = \frac{1}{m_5} \qquad n_3 = -\frac{m_4}{m_5 m_6}$

$$n_4 = \frac{1}{m_3} \qquad n_5 = -\frac{m_2}{m_3 m_5} \qquad n_6 = \frac{m_2 m_4 - m_1 m_5}{m_3 m_5 m_6}$$

D'où nous avons le compensateur $\mathbb{K}$ déterminé comme ci-dessous :

$$\mathbb{K} = [K_0 \ K_1 \ K_2] \qquad (IV - 43)$$

et : $K_0 = n_4 (\alpha_2 - \gamma_2)$

$K_1 = n_2 (\alpha_1 - \gamma_1) + n_5 (\alpha_2 - \gamma_2)$

$K_2 = n_1 (\alpha_0 - \gamma_0) + n_3 (\alpha_1 - \gamma_1) + n_6 (\alpha_2 - \gamma_2)$

IV-3.6 Conditions initiales

Il s'agit d'imposer dans l'équation d'état du système :

$$\begin{cases} \dot{\mathbb{X}} = \mathbb{A}\,\mathbb{X} + \mathbb{B}\,\mathcal{U} \\ \mathcal{Y} = \mathbb{C}\,\mathbb{X} \end{cases} \qquad (IV - 44)$$

les conditions suivantes : $\dot{\mathbb{X}} = 0$ et $\mathcal{U} = \mathcal{U}_0$

Nous obtenons donc pour l'écriture des conditions initiales du vecteur d'état :

$$\mathbb{X}_0 = -\mathbb{A}^{-1}\mathbb{B}\,\mathcal{U}_0 \qquad (IV - 45)$$

$$\mathbb{X}_0 = \begin{bmatrix} i_{\alpha 0} \\ i_{\beta 0} \\ i_{rq0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dfrac{(a_5 a_6 + \omega_r^2)}{\det(\mathbb{A})} \cdot b_1 \cdot \mathcal{U}_0 \\ \dfrac{-a_4 a_6}{\det(\mathbb{A})} \cdot b_1 \cdot \mathcal{U}_0 \\ \dfrac{a_4 \omega_r}{\det(\mathbb{A})} \cdot b_1 \cdot \mathcal{U}_0 \end{bmatrix} \qquad (IV - 46)$$

La variable de sortie est déterminée de la manière suivante :

$$\mathcal{Y}_0 = \mathbb{C} \cdot \mathbb{X}_0 \quad \text{d'où} \quad \mathcal{Y}_0 = C_1 \cdot i_{\alpha 0} + C_2 \cdot i_{\beta 0} \qquad (IV - 47)$$

La consigne $e_0$ est trouvée :

$$e_0 = \mathcal{U}_0 - \mathbb{K} \cdot \mathbb{X}_0 \qquad (IV - 48)$$

IV-3.7 Conditions finales

Les conditions finales (ou un régime permanent final) sont déterminées de la même manière. Nous réalisons donc un échelon de la consigne et en tenant compte

$$\dot{X}=0 \qquad e=e_o+\Delta e \qquad (IV-49)$$

nous écrivons les conditions finales de la manière suivante :

$$X_p \quad -[A+B\cdot K]^{-1}\cdot B\cdot e \qquad (IV-50)$$

En déterminant la matrice $A+BK$ comme ci-dessous

$$A+BK=\begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 \\ h_4 & h_5 & h_6 \\ 0 & h_7 & h_8 \end{bmatrix} \qquad (IV-51)$$

où les éléments sont donnés par :

$$h_1=-a_1+b_1\cdot K_o \qquad h_5=-a_5$$

$$h_2=a_2+b_1 K_1 \qquad h_6=\omega_r$$

$$h_3=a_3\omega_s+b_1 K_2 \qquad h_7=-\omega_r$$

$$h_4=a_4 \qquad h_8=-a_6$$

Nous trouvons donc la forme définitive des conditions finales du vecteur d'état :

$$X_p=\begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \\ i_{rqp} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} -V_1 b_1 e \\ -V_4 b_1 e \\ -V_7 b_1 e \end{bmatrix} \qquad (IV-52)$$

avec : $V_1=(h_5 h_8-h_6 h_7)\,/\,\det(A+BK)$

$V_4=(-h_4 h_8)\,/\,\det(A+BK)$

$V_7=(h_4 h_7)\,/\,\det(A+BK)$

La variable de sortie en régime permanent s'écrit :

$$Y_p \quad C\cdot X_p \quad \text{d'où} \quad Y_p \quad C_1 i_{\alpha p}+C_2 i_{\beta p} \qquad (IV-53)$$

IV-3.8 Réponse du système compensé à un échelon de la consigne - Régime transitoire

Soit le système $S$ déterminé par les équations d'états :

$$\begin{cases} \dot{X} = [A + BK] \cdot X + Be \\ Y = CX \end{cases} \qquad (IV - 54)$$

Nous avons résolu ce système d'équations d'états à l'aide d'une méthode numérique de Runge-Kutta du deuxième ordre. Suivant la dynamique imposée ($d_0, z, \Omega_0$) nous avons déterminé les différents compensateurs et les réponses du système. Les résultats obtenus sont représentés sur la Figure IV-3 et IV-4. Nous voyons les différentes réponses du système compensé à un échelon de consigne $\Delta e = 20$ et dans les cas de conditions initiales différentes. L'effet du pôle réel n'est pas négligeable dans la réponse du système, il joue le rôle d'un amortissement supplémentaire. Nous constatons que pour des conditions initiales et des variations de l'entrée identiques l'état final dépend des caractéristiques du compensateur donc de la dynamique du système imposée.

Sur la figure IV-5 nous montrons les réponses du système compensé à un échelon $\Delta e = 20$ en variant le point de fonctionnement de la machine ( $\omega_r$ et $\omega_n$ ). Nous avons vu que quel que soit le point de fonctionnement choisi l'allure de la réponse ne varie pas (courbes 1, 2, 3). Nous constatons que indépendamment du point de fonctionnement, après un faible dépassement la réponse se stabilise après un temps de l'ordre de 200ms. C'est ici que nous voyons l'intérêt de la compensation qui a tendance à linéariser le système.

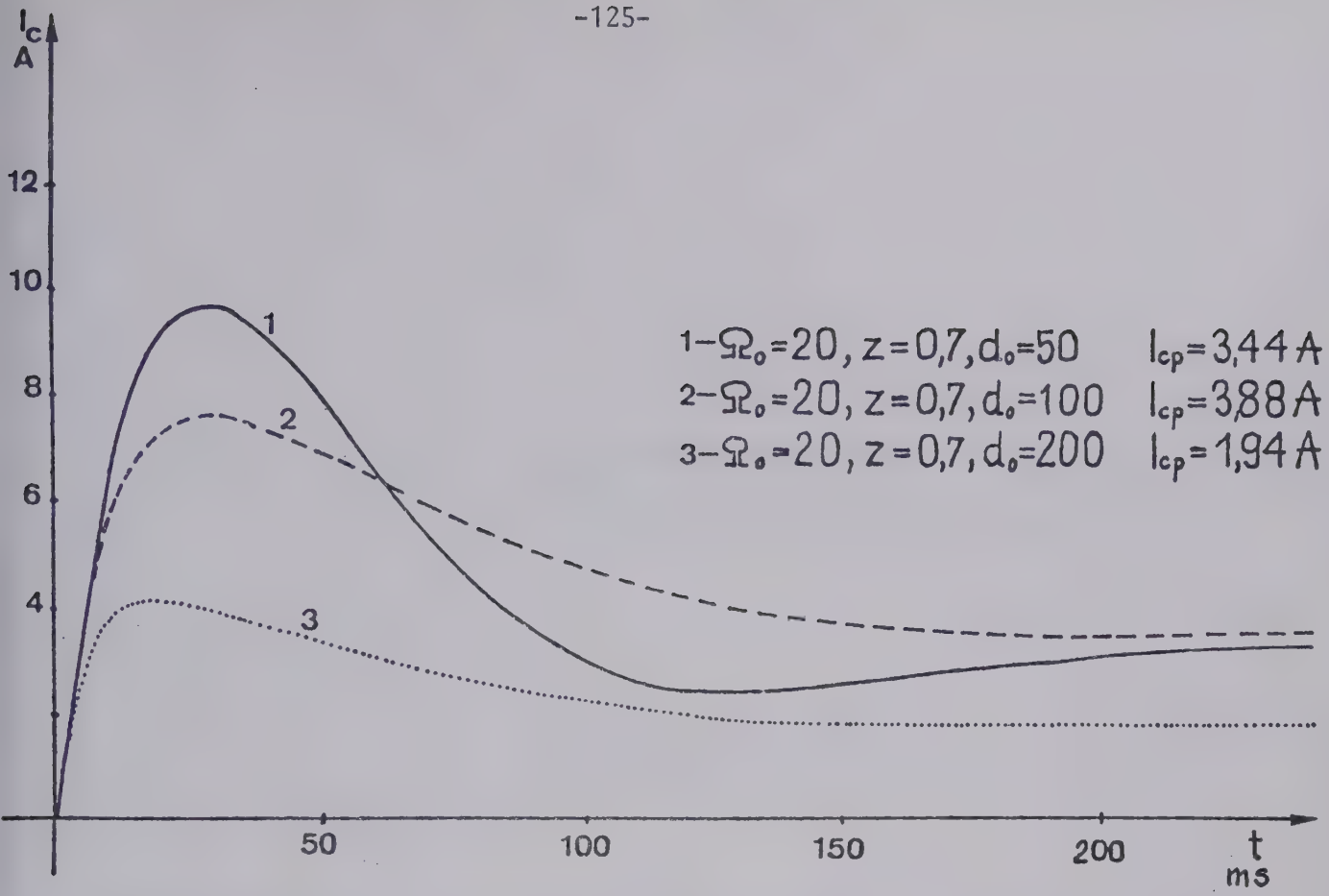


FIG. IV-3 Réponse du système à un échelon de consigne $\Delta e=20$ en fonction de la dynamique désirée (variations du pôle réel) ; $f_r=1Hz$, $f_n=3Hz$

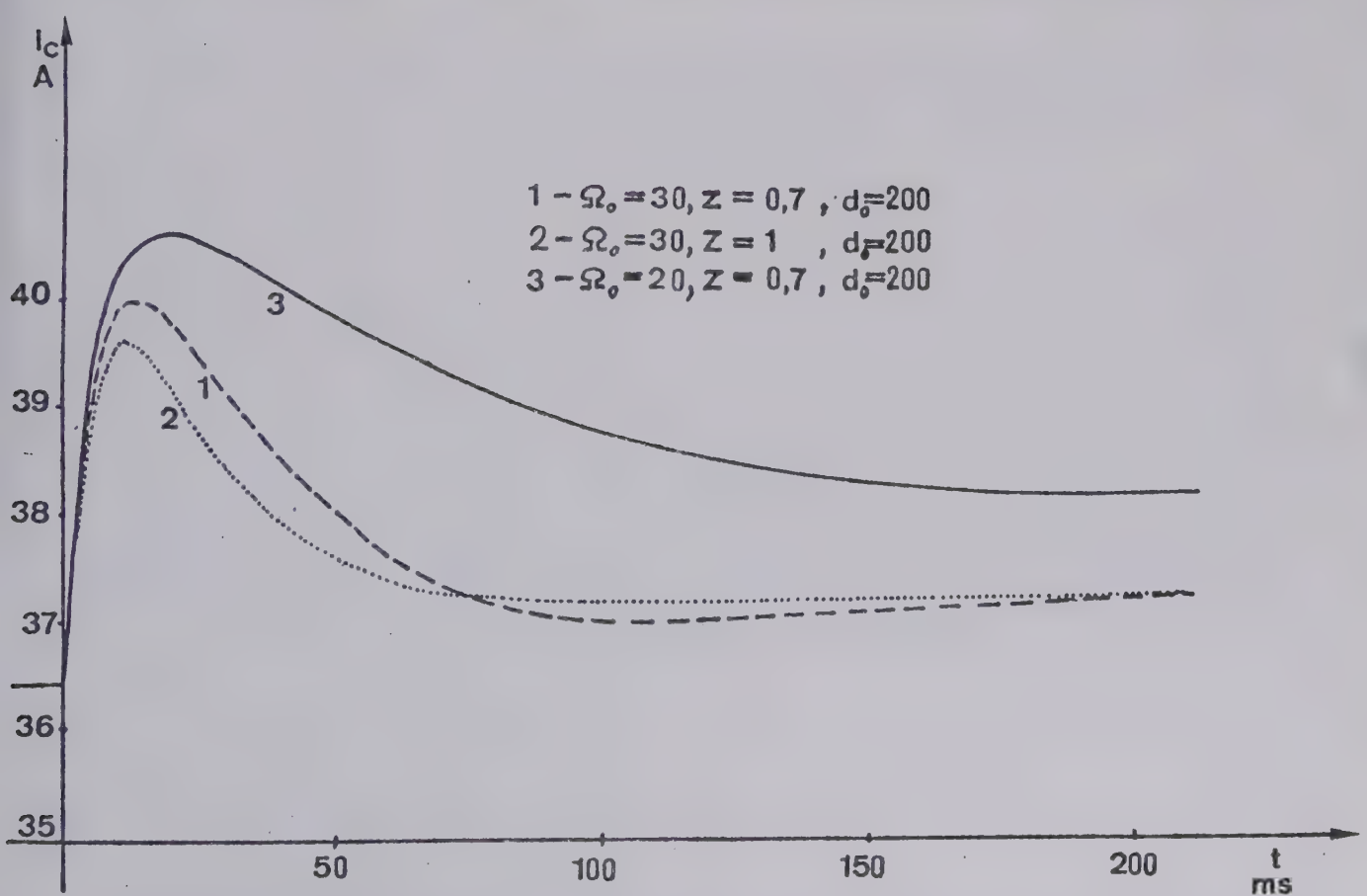


FIG. IV-4 Dynamique désirée du système compensé changée par les variations des $z$ et $\Omega_0$ ; $f_r=1Hz$ ; $f_n=30Hz$ , réponse à un échelon $\Delta e=20$

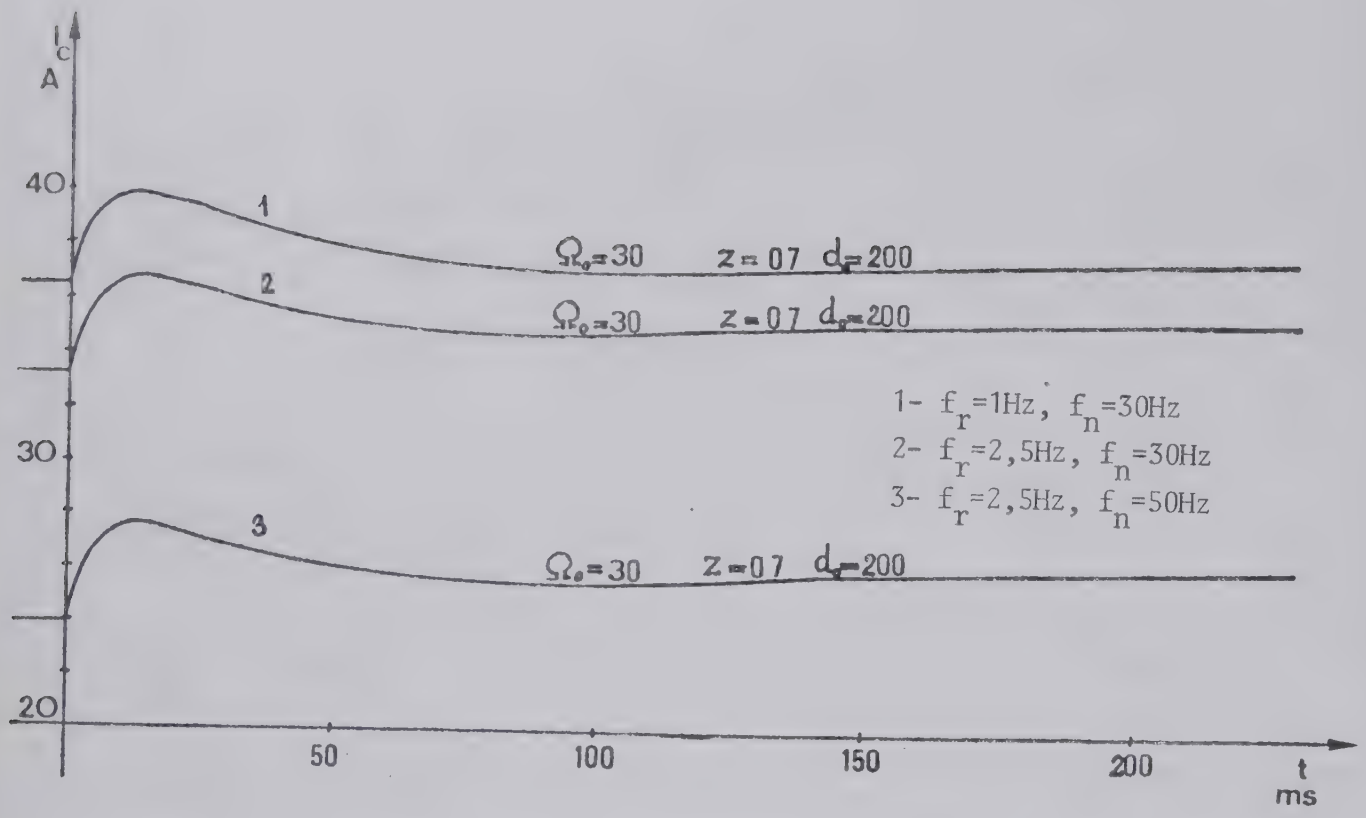


FIG. IV-5 Compensation par retour d'état - dynamique voulue identique - variations du point de fonctionnement.

Si l'échelon de consigne est plus important par exemple $\Delta\theta = 200$ nous avons une variation de la commande ($u$) plus importante et par conséquent le courant obtenu est plus élevé. Comme nous l'avons montré (FIG. IV-6) le dépassement est de l'ordre 20% mais le temps de stabilisation est assez grand. Nous constatons qu'en comparaison avec la dynamique du système en boucle ouverte (FIG. II-14, II-15, II-16) le système compensé se comporte mieux puisque son mode de fonctionnement est oscillatoire mais très bien amorti. Il est de plus indépendant de $\omega_r$ et $\omega_n$. Un seul inconvénient qui restera à résoudre est au niveau de temps de régulation. Ce problème sera discuté dans les paragraphes qui suivront.

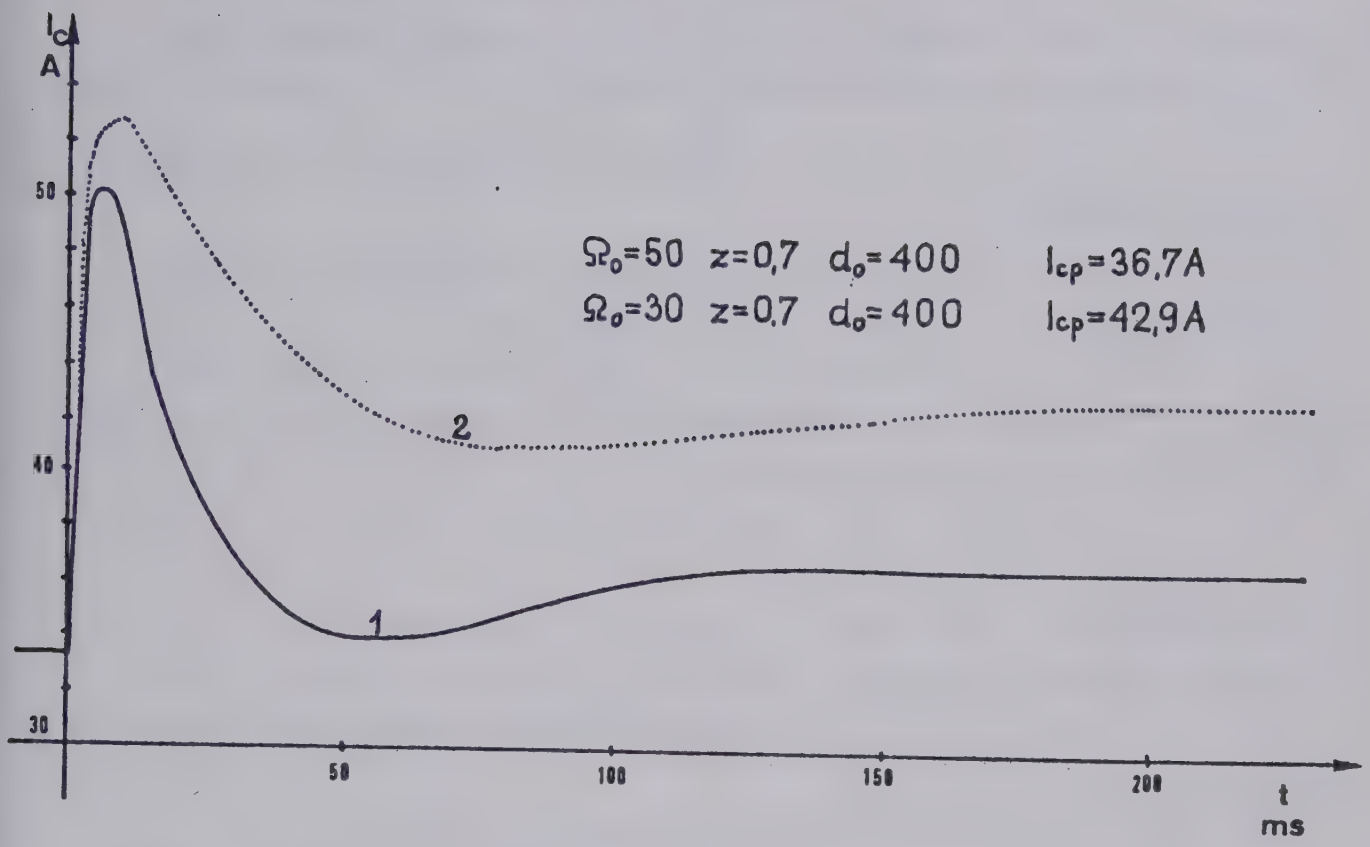


FIG. IV-6 Régime transitoire du système compensé dû à un échelon de consigne $\Delta e$ = 200

## IV-3.9 Conclusions

Nous avons montré, dans les paragraphes précédents, qu'il est possible, par les techniques du retour d'état de compenser un système, i.e. d'imposer l'équation caractèristique du système en boucle fermée. Mais, il faut souligner que cette méthode de compensation suppose tous les états du système accessibles et mesurables ce qui pose des problèmes en pratique quand on n'a accès qu'aux sorties et éventuellement à quelques états.

Si on veut que la méthode de compensation précédente reste efficace, il faut s'affranchir de ces inconvénients. Nous disposons donc de deux moyens permettant de les résoudre [ ][ ]:

- soit en reconstituant les états non mesurables directement par un système dynamique ;

- soit transformer la réaction d'état en une réaction de sortie.

Dans notre étude nous avons choisi la première solution qui sera envisagée dans les paragraphes suivants.

## IV-4 OBSERVATEUR

### IV-4.1 Généralités

La reconstitution des états non mesurables peut se faire de deux manières différentes [14] :

- la première méthode où on construit un modèle du système, le plus parfait possible et on utilise les états du modèle dans la boucle de retour ;

- la deuxième méthode qui consiste à différencier les sorties et reconstituer à partir d'elles le vecteur d'état.

La théorie de l'observateur trouve le compromis entre les deux méthodes citées ci-dessus. L'observateur est un système dynamique capable de reproduire les états non mesurables à partir de la connaissance des entrées, des sorties et des états mesurables (FIG. IV-7).

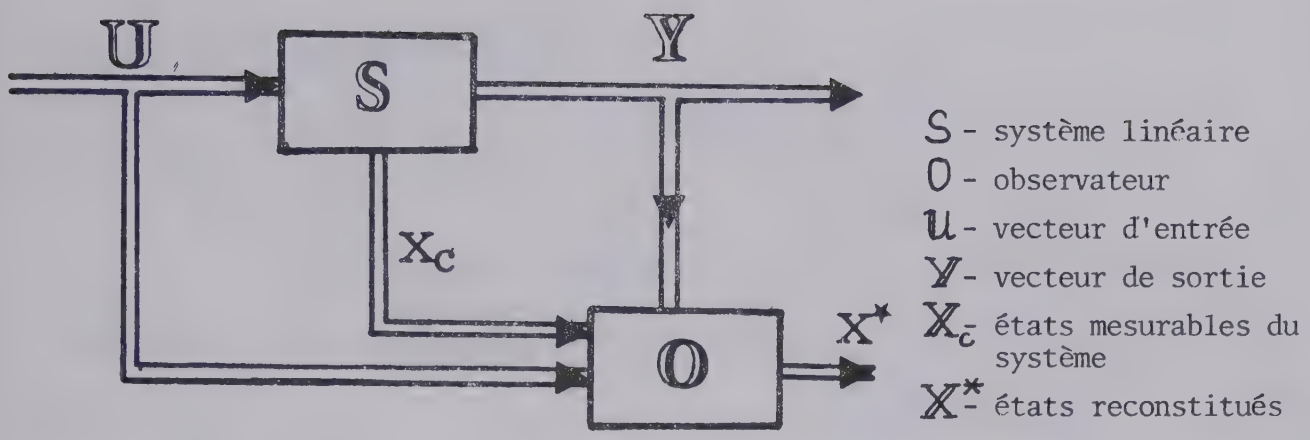


FIG. IV-7 Schéma de principe d'un observateur

Entre toutes les théories de l'observateur nous nous sommes particulièrement intéressés à l'observateur associé à un système unidimensionnel (Observateur de LUENBERGER) [14], [13].

## IV-4.2 Observateur de degré "n" associé à un système monodimensionnel

Le système que nous examinons a une seule sortie (p = 1). Nous cherchons donc un observateur " O " linéaire et son schéma est présenté sur la figure IV-8.

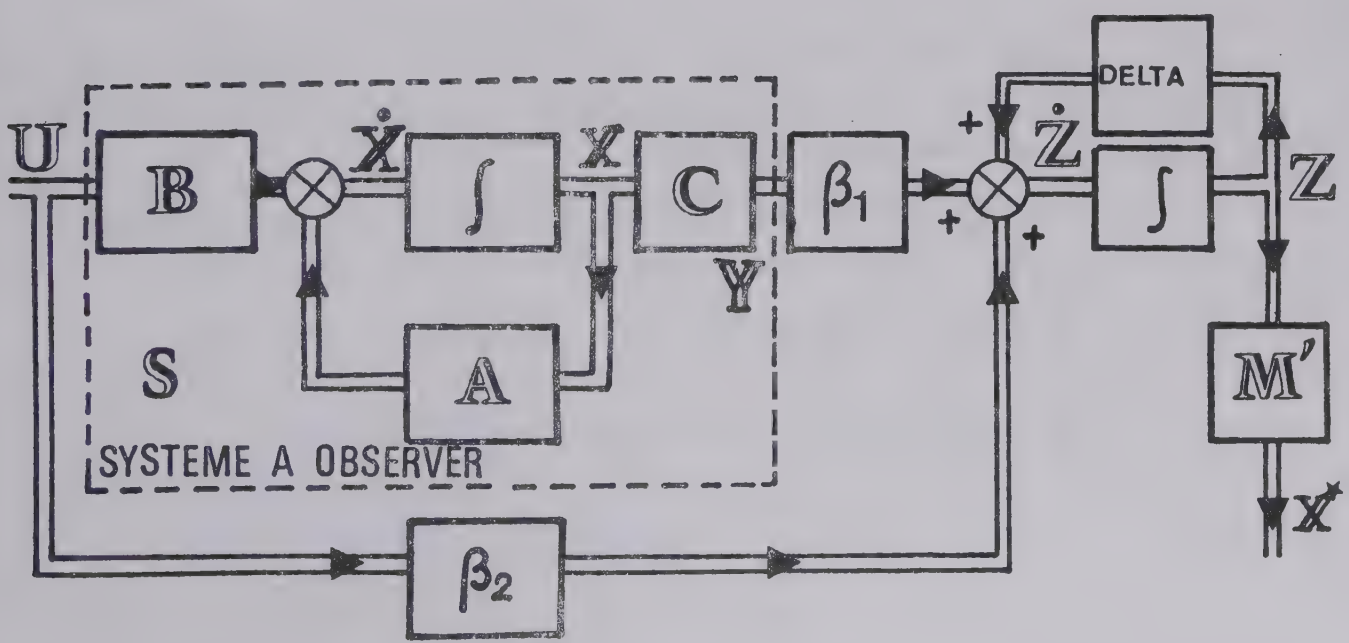


FIG. IV-8 Structure d'un observateur associé à un système monodimensionnel

Si " $S$ " représente le processus linéaire décrit :

$$S : \begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \\ Y = C \cdot X \end{cases} \qquad (IV - 55)$$

l'observateur " $O$ " est défini de la manière suivante :

$$O : \begin{cases} \dot{Z} = [DELTA] \cdot Z + [\beta_1] Y + [\beta_2] U & (IV - 56) \\ X^* = M' \cdot Z & (IV - 57) \end{cases}$$

Entre la sortie $Z$ de l'observateur et le vecteur $X$ nous définissons la relation :

$$Z = T X + \varepsilon \qquad (IV - 58)$$

où $\varepsilon$ représente l'erreur entre $Z$ et $X$.

Les conditions de compatibilité entre le système " $S$ " et l'observateur sont :

$$T \cdot A - [DELTA] = [\beta_1] \cdot C \qquad (IV - 59)$$

$$T B = [\beta_2] \qquad (IV - 60)$$

$$\dot{\varepsilon} = [DELTA] \cdot \varepsilon \qquad (IV - 61)$$

Pour l'observateur choisi nous prenons $T = I_n$, i.e. qu'après les transitoires nous voulons une identité entre les états réels du système et ceux qui sont reconstitués ($\varepsilon = 0$).

Nous présentons les équations d'états du système en changeant la base (transformation $M'$). On obtient :

$$S : \begin{cases} \dot{\tilde{X}} = \tilde{A}' \tilde{X} + \tilde{B}' U \\ Y = \tilde{C}' \tilde{X} \end{cases} \qquad (IV - 62)$$

avec : $\tilde{C}' = [1\ 0\ 0 \cdots\cdots 0]$

$$\tilde{A}' = \begin{bmatrix} -\alpha_{n-1} & 1 & 0 & 0 \\ \vdots & 0 & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & & \\ -\alpha_1 & \vdots & & 1 \\ -\alpha_0 & 0 & & 0 \end{bmatrix}$$

En tenant compte de la condition IV-59 nous avons :

$$\tilde{A}' - [\widetilde{DELTA}] = [\tilde{\beta}_1] \cdot [1\,0\,0 \cdots 0] = \begin{bmatrix} \beta_{11} & 0 \cdots\cdots 0 \\ \beta_{21} & \\ \vdots & \\ \beta_{n1} & 0 \cdots\cdots 0 \end{bmatrix}$$

d'où nous déduisons les éléments de la matrice $[\widetilde{DELTA}]$ d'après :

$$\delta_{j1} = -(\alpha_{n-j} + \beta_{j1}) \quad \text{et} \quad \delta_{jk} = \begin{cases} 1 & \text{si} \quad j = k-1 \\ 0 & \text{si} \quad j \neq k-1 \end{cases} \qquad (IV-63)$$

En effet, la matrice $[\widetilde{DELTA}]$ est sous la forme compagne :

$$[\widetilde{DELTA}] = \begin{bmatrix} -\delta_{n-1} & 1 \cdots\cdots 0 \\ \vdots & 0\ 1 \cdots\cdots 0 \\ -\delta_1 & 0 \cdots\cdots 1 \\ -\delta_0 & 0 \cdots\cdots 0 \end{bmatrix} \qquad (IV-64)$$

d'où

$$\beta_{j1} = -\alpha_{n-1} + \delta_{n-j} \qquad (IV-65)$$

IV-4.3 Matrice de transformation $\mathbb{M}'$

La matrice de transformation doit satisfaire :

$$[\mathbb{M}']^{-1} \mathbb{A} \cdot \mathbb{M}' = \tilde{\mathbb{A}}'$$

$$\mathbb{C}\,\mathbb{M}' = \tilde{\mathbb{C}}' \qquad \text{avec} \quad \tilde{\mathbb{C}}' = [1\,0\,0 \quad 0]$$

Nous déterminons d'abord une matrice $\mathbb{P} = [[\mathbb{M}']^{-1}]^T$ qui se présente sous la forme :

$$\mathbb{P} = [\mathbb{P}_1\ \mathbb{P}_2 \cdots\cdots \mathbb{P}_n] \qquad (IV-66)$$

telle que : $\mathbb{P}_1 = \mathbb{C}^T$

$$\begin{aligned} \mathbb{P}_2 &= [\mathbb{A}^T + \alpha_{n-1}\mathbb{I}]\cdot\mathbb{P}_1 = [\mathbb{A}^T + \alpha_{n-1}\mathbb{I}]\cdot\mathbb{C}^T \\ &\vdots \\ \mathbb{P}_n &= [(\mathbb{A}^T)^n + \alpha_{n-1}(\mathbb{A}^T)^{n-1} + \cdots\cdots + \alpha_0\mathbb{I}]\cdot\mathbb{C}^T \end{aligned} \qquad (IV-67)$$

Elle permet de déterminer $[\beta_2]$, à partir de la relation IV-60 qui devient :

$$[\beta_2] = [\mathbb{M}']^{-1}\cdot\mathbb{B} = \begin{bmatrix} \beta_{21} \\ \beta_{22} \\ \vdots \\ \beta_{2n} \end{bmatrix} \qquad (IV-68)$$

IV-5 Détermination de l'observateur associé au système "redresseur - commutateur - machine asynchrone".

En tenant compte des hypothèses faites préalablement qui permettent de considérer notre processus comme linéaire et invariant nous gardons l'écriture du système en notation d'états (les équations d'états IV-22, IV-23).

## IV-5.1 Matrice de transformation $\mathbb{M}'$

Nous cherchons d'abord à déterminer la matrice $\mathbb{P}$ d'après l'expression IV-66 sachant que $\tilde{\mathbb{C}}=[100]$. Nous avons :

$$\mathbb{C}^T = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{et d'autre part} \quad \mathbb{C}^T = \mathbb{P}\cdot\tilde{\mathbb{C}}^T = [\mathbb{P}_1\,\mathbb{P}_2\,\mathbb{P}_3]\cdot\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (IV-69)$$

D'où la matrice $\mathbb{P}$ :

$$\mathbb{P} = \begin{bmatrix} p_1 & p_2 & p_3 \\ p_4 & p_5 & p_6 \\ 0 & p_7 & p_8 \end{bmatrix} \qquad (IV-70)$$

Les éléments étant donnés par :

$$
\begin{aligned}
p_1 &= c_1 \\
p_2 &= c_1 (\alpha_2 - a_1) + c_2 a_4 \\
p_3 &= c_1 (\beta_1 - a_1 \alpha_2 + \alpha_1) + c_2 (\beta_4 + a_4 \alpha_2) \\
p_4 &= c_2 \\
p_5 &= c_1 a_2 + c_2 (\alpha_2 - a_5) \\
p_6 &= c_1 (\beta_2 + a_2 \cdot \alpha_2) + c_2 (\beta_5 - a_5 \alpha_2 - \alpha_1) \\
p_7 &= c_1 a_3 \omega_s + c_2 \omega_r \\
p_8 &= c_1 (\beta_3 + a_3 \omega_s \alpha_2) + c_2 (\beta_6 + \omega_r \alpha_2)
\end{aligned}
\qquad ( IV - 71 )
$$

et $\mathbb{M}'$ :

$$
\mathbb{M}' = \left[ \mathbb{P}^{-1} \right]^T = \begin{bmatrix} n_{11} & n_{21} & n_{31} \\ n_{41} & n_{51} & n_{61} \\ n_{71} & n_{81} & n_{91} \end{bmatrix}
\qquad ( IV - 72 )
$$

avec :

$$
\begin{aligned}
n_{11} &= (p_5 p_8 - p_6 p_7) \;/\; \det(\mathbb{P}) \\
n_{21} &= (-p_4 p_8) \;/\; \det(\mathbb{P}) \\
n_{31} &= (p_4 p_7) \;/\; \det(\mathbb{P}) \\
n_{41} &= (p_3 p_7 - p_2 p_8) \;/\; \det(\mathbb{P}) \\
n_{51} &= (p_1 p_8) \;/\; \det(\mathbb{P}) \\
n_{61} &= (-p_1 p_7) \;/\; \det(\mathbb{P}) \\
n_{71} &= (p_2 p_6 - p_3 p_5) \;/\; \det(\mathbb{P}) \\
n_{81} &= (p_3 p_4 - p_1 p_6) \;/\; \det(\mathbb{P}) \\
n_{91} &= (p_1 p_5 - p_2 p_4) \;/\; \det(\mathbb{P})
\end{aligned}
$$

## IV-5.2 Choix de l'observateur

Comme nous disposons d'un système de troisième ordre nous avons choisi de conserver l'ordre de l'observateur associé. Afin d'obtenir la meilleure dynamique de l'observateur nous avons imposé un pôle triple, i.e. son équation caractéristique est la suivante :

$$(p + f_o)^3 = 0 \quad \text{ou} \quad p^3 + 3p^2 f_o + 3p f_o^2 + f_o^3 = 0 \qquad (IV - 73)$$

d'où nous avons :

$$p^3 + \delta_2 p^2 + \delta_1 p + \delta_0 = 0$$

avec :

$$\delta_0 = f_o^3 \quad , \quad \delta_1 = 3 f_o^2 \quad , \quad \delta_2 = 3 f_o$$

Remarquons que le choix de la valeur de la constante de temps $\left(\frac{1}{f_o}\right)$ est un compromis entre la valeur qui garantit une vitesse maximale de reconstitution d'état et celle qui minimise les bruits (réalisation expérimentale).

La matrice $[\beta_1]$ est trouvée à partir de la formule IV-65 et l'expression IV-68 permet d'écrire la matrice $[\beta_2]$. Nous avons donc :

$$[\beta_1] = \begin{bmatrix} \beta_{11} \\ \beta_{12} \\ \beta_{13} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha_2 + \delta_2 \\ -\alpha_1 + \delta_1 \\ -\alpha_0 + \delta_0 \end{bmatrix} \quad (IV - 74), \quad [\beta_2] = \begin{bmatrix} \beta_{21} \\ \beta_{22} \\ \beta_{23} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_1 \cdot b_1 \\ p_2 \cdot b_1 \\ p_3 \cdot b_1 \end{bmatrix} \quad (IV - 75)$$

## IV-5.3. Conditions initiales et finales

En reconstituant les états réels du système, l'observateur doit réaliser : $\mathbb{Z} = \tilde{\mathbb{X}}$. Sachant que $\mathbb{X}^* = \mathbb{M}' \mathbb{Z}$ nous obtenons donc : $\mathbb{X} = \mathbb{X}^*$. Les conditions initiales seront :

$$\mathbb{Z}_o = \tilde{\mathbb{X}}_o = [\mathbb{M}']^{-1} \mathbb{X}_o = \mathbb{P}^T \mathbb{X}_o = \begin{bmatrix} Z_{10} \\ Z_{20} \\ Z_{30} \end{bmatrix} \qquad (IV - 76)$$

en conséquence :

$$\mathbb{X}_o^* = \mathbb{M}' \, \mathbb{Z}_o = \begin{bmatrix} i_{\alpha 1 0} \\ i_{\beta 1 0} \\ i_{rq 1 0} \end{bmatrix} \qquad (IV - 77)$$

De la même manière nous trouvons les conditions finales, i.e. le régime permanent

$$\mathbb{Z}_p = [\mathbb{M}']^{-1} \, \mathbb{X}_p = \mathbb{P}^T \, \mathbb{X}_p = \begin{bmatrix} Z_{1p} \\ Z_{2p} \\ Z_{3p} \end{bmatrix} \qquad (IV - 78)$$

et

$$\mathbb{X}_p^* = \mathbb{M}' \, \mathbb{Z}_p = \begin{bmatrix} i_{\alpha 1 p} \\ i_{\beta 1 p} \\ i_{rq 1 p} \end{bmatrix} \qquad (IV - 79)$$

Notons que les conditions initiales et finales du système réel ont été discutées dans les paragraphes IV-3.7 et IV-3.8.

### IV-5.4 Vérification de l'observabilité

La vérification de l'observabilité du système se fait à l'aide d'un critère où il s'agit de voir si l'expression matricielle :

$$-\alpha_o \, \mathbb{C}^T - \alpha_1 \, \mathbb{A}^T \mathbb{C}^T - \alpha_2 \, (\mathbb{A}^T)^2 \, \mathbb{C}^T = (\mathbb{A}^T)^3 \, \mathbb{C}^T \qquad (IV - 80)$$

est valable. En obtenant le résultat positif nous concluons que le système est observable.

### IV-5.5 Reconstituion des états par l'observateur

Nous avons examiné la chaîne comprenant le système réel et l'observateur à l'aide d'une simulation numérique. Dans ces conditions, le système et l'observateur ont été représentés par leur modèles mathématiques IV-55 et IV-56. En provoquant un échelon à l'entrée "$\mathcal{U}$" nous avons vérifié la reconstitution des états réels par l'observateur ($\mathbb{X}^*$ états reconstitués). La dynamique de l'observateur a été imposée de la manière suivante :

$$(p + f_o)^3 = 0$$

Nous avons fait les essais pour les valeurs de $f_o$ égales : $f_{o1}=10$, $f_{o2}=50$ $f_{o3}=200$ . Dans la suite nous gardons la valeur $f_o=50$ car la valeur choisie pour $f_o$ est un compromis entre une valeur suffisamment élevée pour que la dynamique de l'observateur soit rapide et une valeur pas trop grande pour que lors de la réalisation expérimentale il n'y ait pas une amplification exagérée des bruits.

Le programme élaboré s'est déroulé en déterminant, tout d'abord, toutes les matrices indispensables en vérifiant l'observabilité du système. Dans la deuxième étape de calcul nous avons déterminé les conditions initiales $X_0$ , $Z_0$ et $X_0^*$ et finales $X_p$, $Z_p$ et $X_p^*$. La simulation numérique par la méthode de RUNGE-KUTTA (2ème ordre) de l'ensemble du système a permis de composer, en même temps les états réels ainsi que les états reconstitués.

Nous pouvons conclure qu'un tel observateur a réalisé parfaitement bien la reconstituion d'état du système réel. Les changements du pôle "$-f_o$" au niveau de l'observateur ont provoqué les variations de sa constante de temps $T_{obs} = \frac{1}{f_o}$ et la modification infime des régimes transitoires.

## IV-6 Introduction de l'observateur dans la chaîne de commande

L'observateur choisi nous a permis de reconstituer les états du système réel. Ces états reconstitués $X^*$ ont été utilisés comme entrées du compensateur à la place des états réels $X$ . Le schéma bloc du système global est montré sur la figure IV-9.

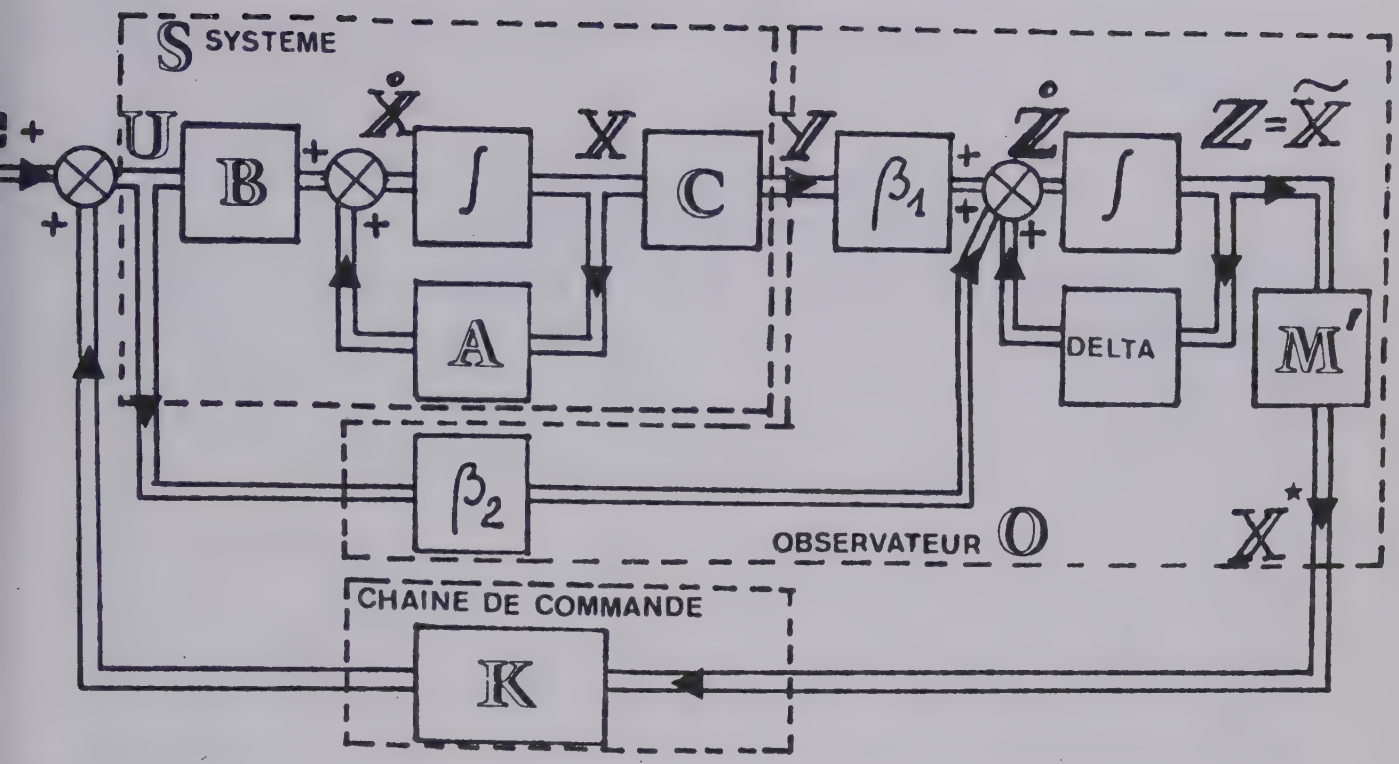


FIG. IV-9 Réaction à partir des états reconstitués

Les équations décrivant le système global sont les suivantes :

$$S:\ \begin{cases} \dot{X} = A X + B U \qquad Y = C X \\ U = e + K X^* \end{cases} \qquad (IV-81)$$

$$O:\ \begin{cases} \dot{Z} = [DELTA]\, X + [\beta_1]\, Y + [\beta_2]\, U \\ X^* = M'\, Z \qquad\qquad Z = \tilde{X} \end{cases} \qquad (IV-82)$$

En les transformant nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{X} = A X + B K M' Z + B e \\ \dot{Z} = [\beta_1] C X + [\,[DELTA] + [\beta_2] K M'\,] Z + [\beta_2] e \\ X^* = M' Z \qquad\qquad M' = [P^{-1}]^T \end{cases} \qquad (IV-83)$$

### IV-6.1 Compensateur $\mathbb{K}$

Le compensateur $\mathbb{K}$ est identique à celui trouvé précédemment (paragraphe IV-2.2.2.).

### IV-6.2 Résultats obtenus de la simulation du système compensé à partir des états reconstitués

La procédure de la simulation numérique du système " S " et de l'observateur " O " reste invariable. Comme préalablement, le programme est commencé par la détermination des matrices $\mathbb{A}, \mathbb{B}, \mathbb{C}, \mathbb{M}, \mathbb{P}, \mathbb{M}'$, $[\beta_1], [\beta_2]$ et $\mathbb{K}$ , puis nous calculons des nouvelles matrices apparues dans les équations d'états : $[\mathbb{B}\mathbb{K}\mathbb{M}']$ et $[\mathrm{DELTA} + \beta_2 \mathbb{K}\mathbb{M}']$.

A partir d'un échelon réalisé au niveau de la consigne ($\Delta e$ = 20 et $\Delta e$ = 200) nous nous sommes intéressés à la réponse d'un tel système compensé. Nous avons montré les courbes du courant $I_c = f(t)$ qui est la sortie $\mathbb{Y}$ (Fig.IV-10). Nous voyons que la réponse est oscillatoire, son dépassement est relativement grand mais elle est très bien amortie. Dans le cas examiné nous avons imposé la dynamique du système en boucle fermée en choisissant son équation caractéristique sous la forme :

$$(p + 200)(p^2 + 60p + 900) = 0, \text{ i.e. } d_0 = 200,\ z = 1,\ \Omega_0 = 30$$

Dans ces conditions les racines correspondantes sont données

$$p_1 = -200 \qquad p_{2,3} = -30$$

et en effet la rapidité du fonctionnement du système est limitée par le pôle double $p_{2,3} = -30$ puisque sa constante de temps $\tau = \frac{1}{30}$ multipliée par 3 détermine le temps de réponse $t_r$ . C'est pourquoi, il est de l'ordre de 100ms. Nous avons essayé de changer la dynamique désirée en faisant varier les trois paramètres $d_0$ , $z$ et $\Omega_0$ . Nous avons constaté que la rapidité du système et son dépassement sont liés entre eux et en effet, dans ce type de compensation un temps de réponse court correspond à un dépassement relativement grand.

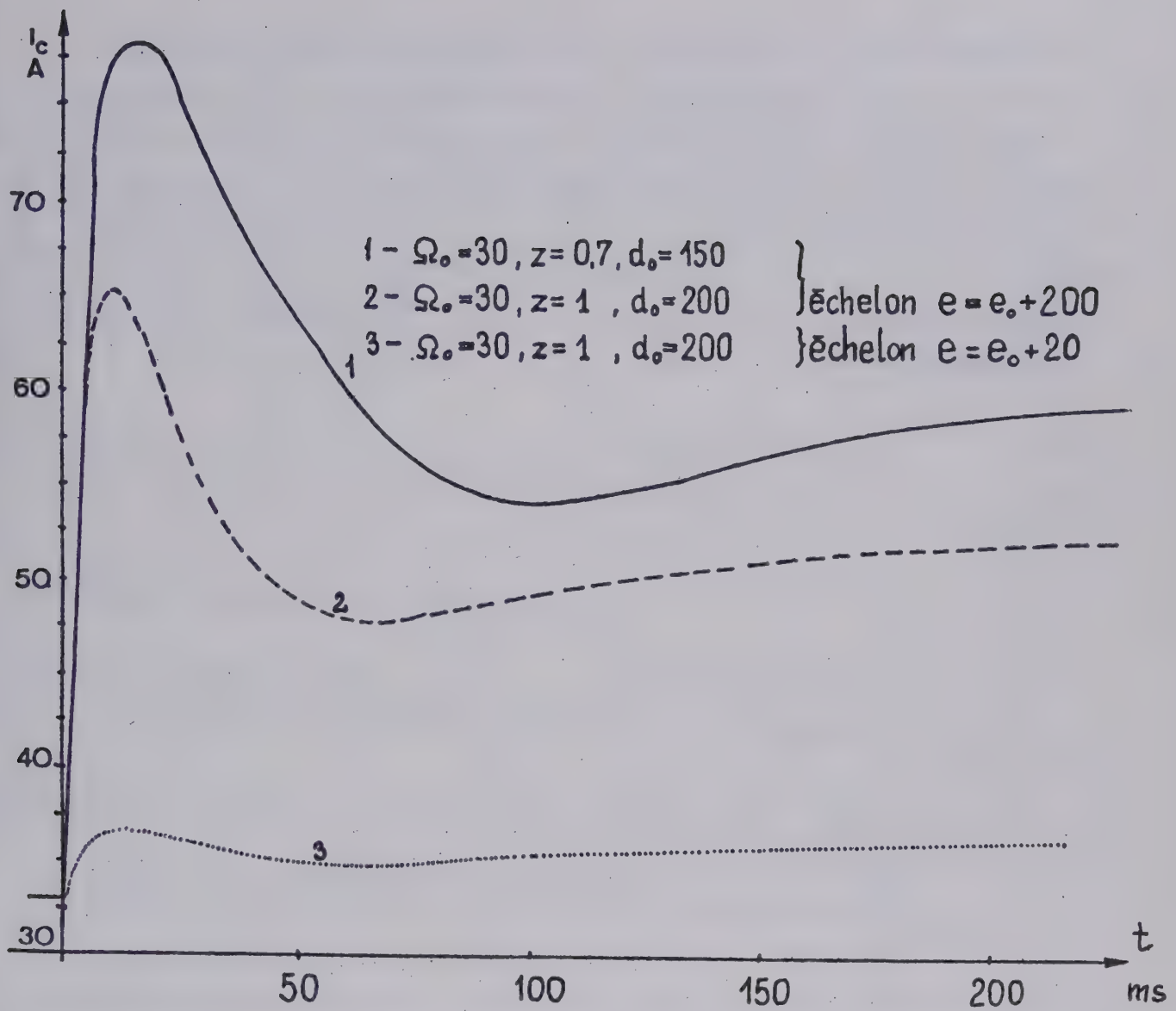


FIG. IV-10 Réponses du système compensé à partir des états reconstitués à un échelon de consigne pour la dynamique désirée différente.

Les résultats obtenus montrent que le temps de réponse est long et que les fonctions réalisées n'assurent pas une régulation de courant mais seulement une modification et une linéarisation de la dynamique du système.

Dans la suite nous allons faire intervenir l'erreur de courant pour modifier la tension d'entrée.

## IV-7 Compensation du système avec la participation de l'écart du courant

A partir des remarques faites préalablement, nous proposons de créer une boucle supplémentaire qui assure la fonction de régulation de courant. Nous avons souligné précédemment que le retour d'état est une réaction statique car tous les éléments de la matrice $\mathbb{K}$ sont uniquement des gains statiques. Nous avons donc placé dans la boucle complémentaire une réaction dynamique venant de la sortie par l'intermédiaire de l'écart du courant.

### IV-7.1 Mise en équations

Pour commander la boucle supplémentaire nous pouvons choisir soit $\mathbb{Y}$ soit un vecteur de sortie reconstué défini par :

$$\mathbb{Y}^* = \mathbb{C} \cdot \mathbb{X}^* \quad \text{ou} \quad I_{c1} = C_1\, i_{\alpha 1} + C_2\, i_{\beta 1} \qquad (IV - 84)$$

Dans ces conditions nous prenons dans la boucle supplémentaire l'écart de courant défini :

$$\varepsilon = I_{ref} - I_{c1} \qquad (IV - 85)$$

En choisissant $\mathbb{Y}^*$ la précision de l'observateur conditionne celle de la régulation.

Sur la figure IV-11 nous présentons le schéma bloc d'un tel système. Nous voyons que la réaction de l'écart a un caractère proportionnel intégral. Les relations liant l'ancienne consigne et l'écart du courant sont données

l'écart du courant reconstitué : $\varepsilon = I_{ref} - I_{c1}$ (IV - 86)

le signal sortant du bloc dynamique $\underset{PI}{}$ $\theta = K_p'' \cdot \varepsilon + K_i'' \int_0^T \varepsilon\, dt$ (IV - 87)

où $K_p''$, $K_i''$ } Coefficients de la réaction de l'écart.

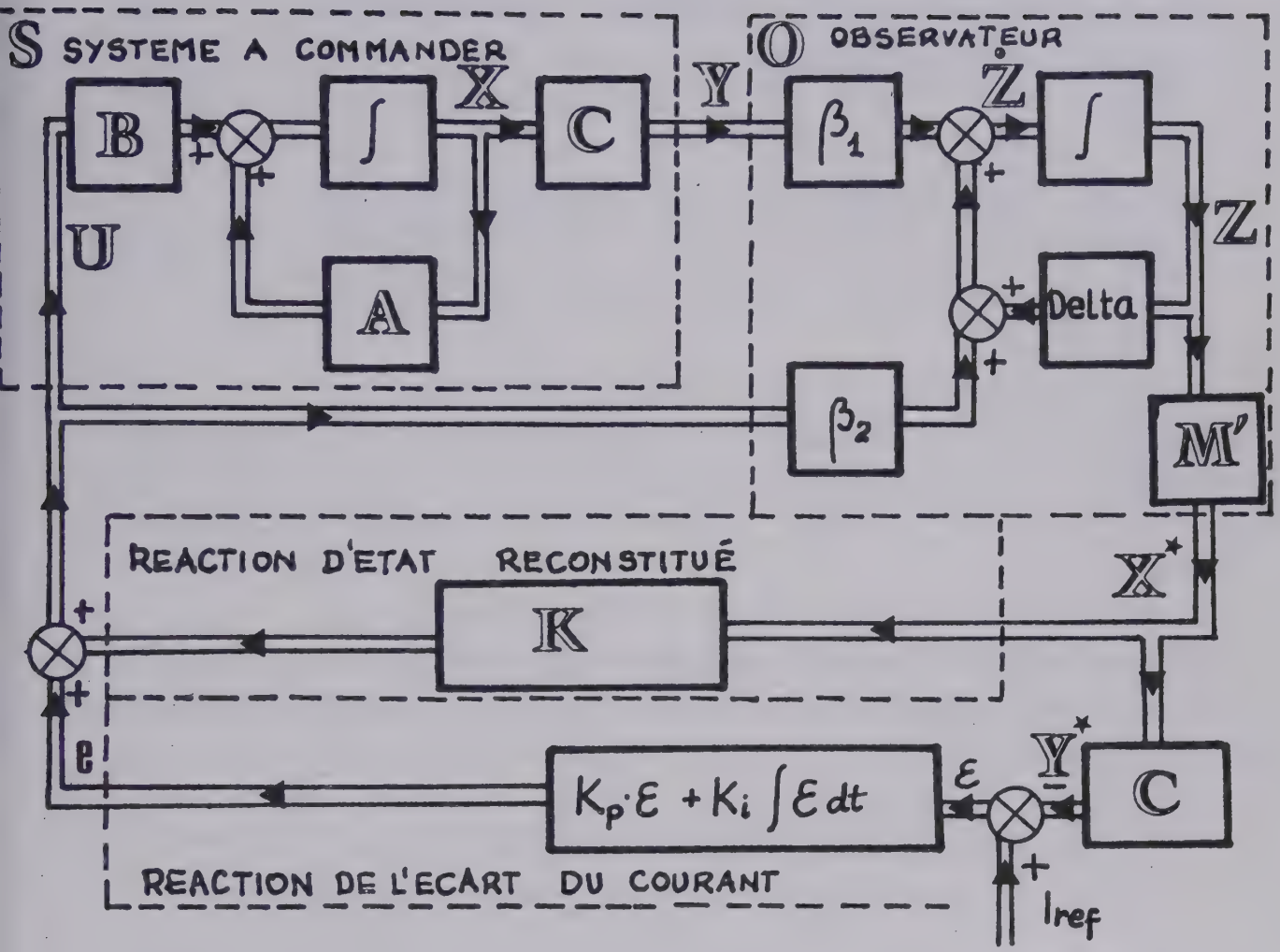


FIG. IV-11 Schéma du système compensé avec la réaction d'état et la réaction de l'écart du courant

En se référant aux hypothèses faites dans le chapitre II, le modèle mathématique d'un tel système compensé comprenant le processus, l'observateur, la réaction d'état et la réaction de l'écart du courant peut être présenté sous la forme suivante :

processus-système "S"

$$\begin{cases} \dot{X} = \mathbb{A}X + \mathbb{B}U \qquad Y = \mathbb{C}X \\ U = e + \mathbb{K}X^* \end{cases} \qquad \text{( IV - 88 )}$$

observateur "O"

$$\begin{cases} \dot{Z} = [DELTA]\,X + [\beta_1]\,Y + [\beta_2]\,U \\ X^* = \mathbb{M}'\,Z \qquad Z = \tilde{X} \end{cases} \qquad \text{( IV - 89 )}$$

réaction de l'écart du courant.

$$\begin{cases} e = K_p''\,\varepsilon_n + K_i''\,[INTEG_{n-1} + (\varepsilon_n + \varepsilon_{n-1})\cdot H/2] \\ \varepsilon = I_{ref} - I_{C1} \end{cases} \qquad \text{( IV - 90 )}$$

Comme le système est linéarisé un choix unique des gains $K_p''$ et $K_i''$ doit amener une réponse optimale sur toute la gamme de fonctionnement de l'ensemble.

IV-7.2 Mise en oeuvre du programme

La mise en oeuvre du programme utilisé comprend donc :

- la détermination des matrices : $\mathbb{A}, \mathbb{B}, \mathbb{C}, \mathbb{M}, \mathbb{K}, \mathbb{P}, \mathbb{M}', [\beta_1], [\beta_2], [\mathbb{B}\mathbb{K}\mathbb{M}'], [DELTA + \beta_2\,\mathbb{K}\,\mathbb{M}']$

- la résolution des équations différentielles à l'aide de la méthode de Runge-Kutta du deuxième ordre. Dans chaque pas de calcul nous avons ajouté l'algorithme proportionnel - intégral (boucle supplémentaire de l'écart) réalisé numériquement.

En se donnant un point de fonctionnement du processus physique (choix des $\omega_r$ et $\omega_n$ ) nous avons imposé l'équation caractéristique du système compensé de la manière suivante :

$$(p+150)(p^2+42p+900)=0 \quad \text{i.e.} \quad d_0=150\,,\ \Omega_0=30\,,\ z=0{,}7$$

Elle a trois racines une réelle $p_1 = -150$ et deux complexes et conjuguées $p_{2,3} = -21 \pm j\,21{,}43$ placées dans le demi plan gauche. On peut donc prévoir un mode oscillatoire de fonctionnement mais il doit être très bien amorti car le pôle réel est relativement élevé.

La dynamique de l'observateur est restée la même, donc son équation caractéristique s'écrit :

$$(p + f_o)^3 = 0 \quad \text{avec} \quad f_o = 50$$

Dans cette étude nous nous sommes intéressés à la réponse d'un tel système global à un échelon à l'entrée de la référence ($I_{ref}$) en partant de conditions initiales nulles ( $\mathbb{X}_o = 0 \Rightarrow \mathbb{Y}_o = 0 \Rightarrow \mathbb{Z}_o = 0 \Rightarrow \mathbb{X}_o^* = 0 \Rightarrow \mathbb{Y}_o^* = 0$ ) ou différentes.

Il est très important à remarquer que le choix définitif des coefficients $K_p''$ et $K_i''$ a été réalisé en s'adressant aux critères de la régulation cités dans le chapitre III. En particulier nous nous sommes intéressés à la rapidité de fonctionnement, a un dépassement inférieur à 20% et à la précision statique ( $\varepsilon_s = 0$ ). Dans ces conditions, à la suite de nombreux essais nous avons choisi les coefficients suivants :

$$K_p'' = 10 \qquad K_i'' = 3000$$

IV-7.3 Organigramme du programme global

L'organigramme suivant lequel le programme se déroule (FIG. IV-12) comprend les calculs partiels qui ont été discutés préalablement. Ces portions peuvent être regroupées de la façon suivante :

- la détermination de toutes les matrices indispensables au processus (" S ") ;
- la recherche du compensateur à partir d'une équation caractéristique imposée ;
- le choix de l'observateur " O " associé à un système unidimentionnel et la détermination de toutes ses matrices ;

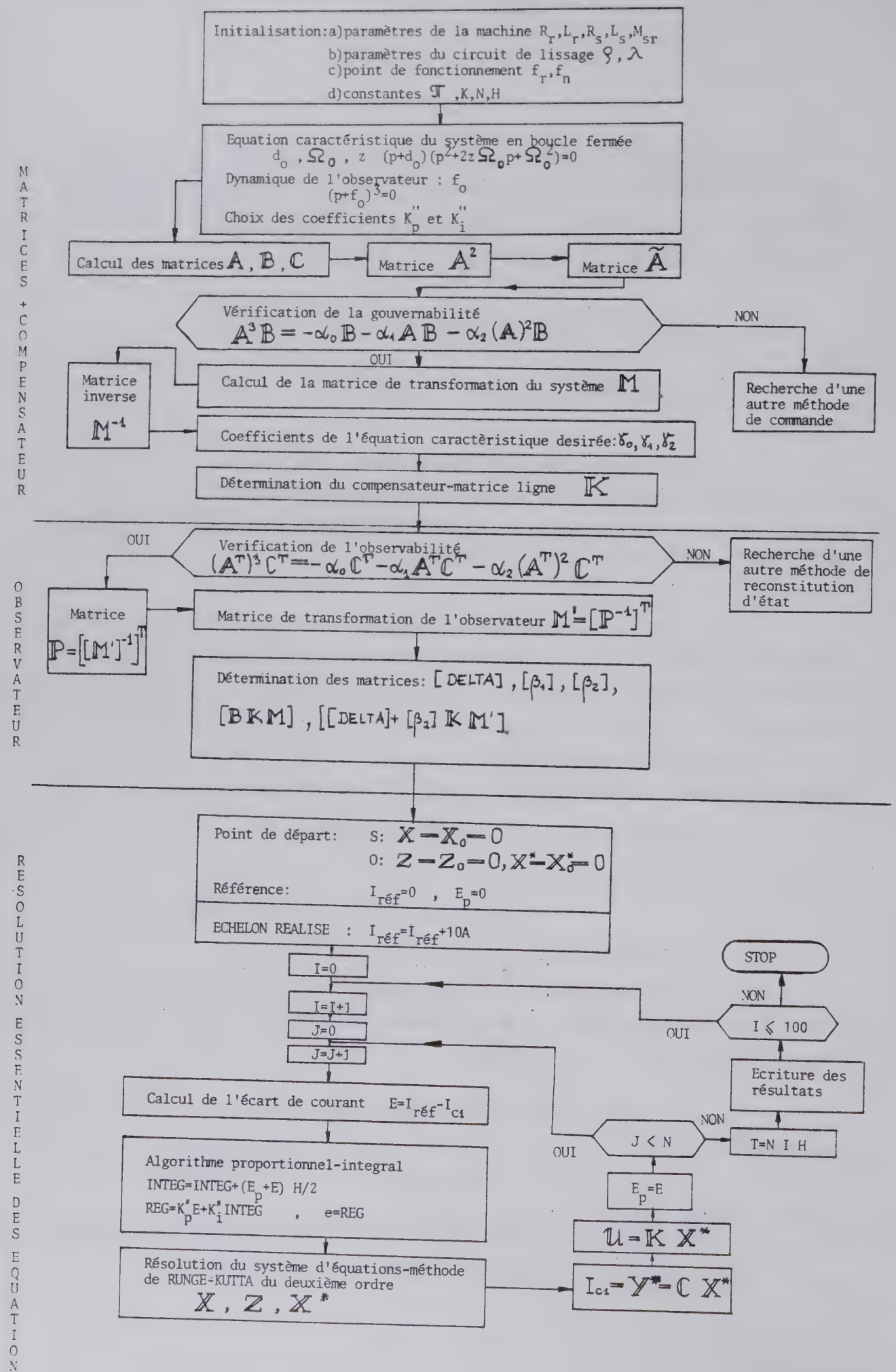


FIG. IV-12 Organigramme du programme global

- La réalisation de la réaction de l'écart du courant ;
- la résolution essentielle du système d'équations différentielles global comprenant le processus, l'observateur, la chaîne de la réaction d'état et la branche de l'écart du courant réalisée à l'aide de la méthode de Runge-Kutta du deuxième ordre.

IV-7.1 Résultats

La simulation numérique globale nous a apporté les résultats qui représentent les réponses d'un tel système global à un échelon réalisé à l'entrée principale (référence du courant - $I_{réf}$). Dans la mesure où les conditions initiales sont nulles nous avons fait un échelon positif ($I_{réf} = I_{réf} + 10$ A ) en observant le régime transitoire du système (Fig. IV-13). Nous voyons que réellement la réponse est légèrement oscillatoire avec un dépassement $\alpha$ = 3%, un temps de réponse $t_r$ = 4ms et l'erreur statique est nulle. Sur cette figure nous avons montré l'évolution de l'angle d'amorçage $\Theta = f(t)$ dans le régime transitoire provoqué par l'échelon de référence $I_{réf} = I_{réfo} + 10A$ où $I_{réfo} = 0$

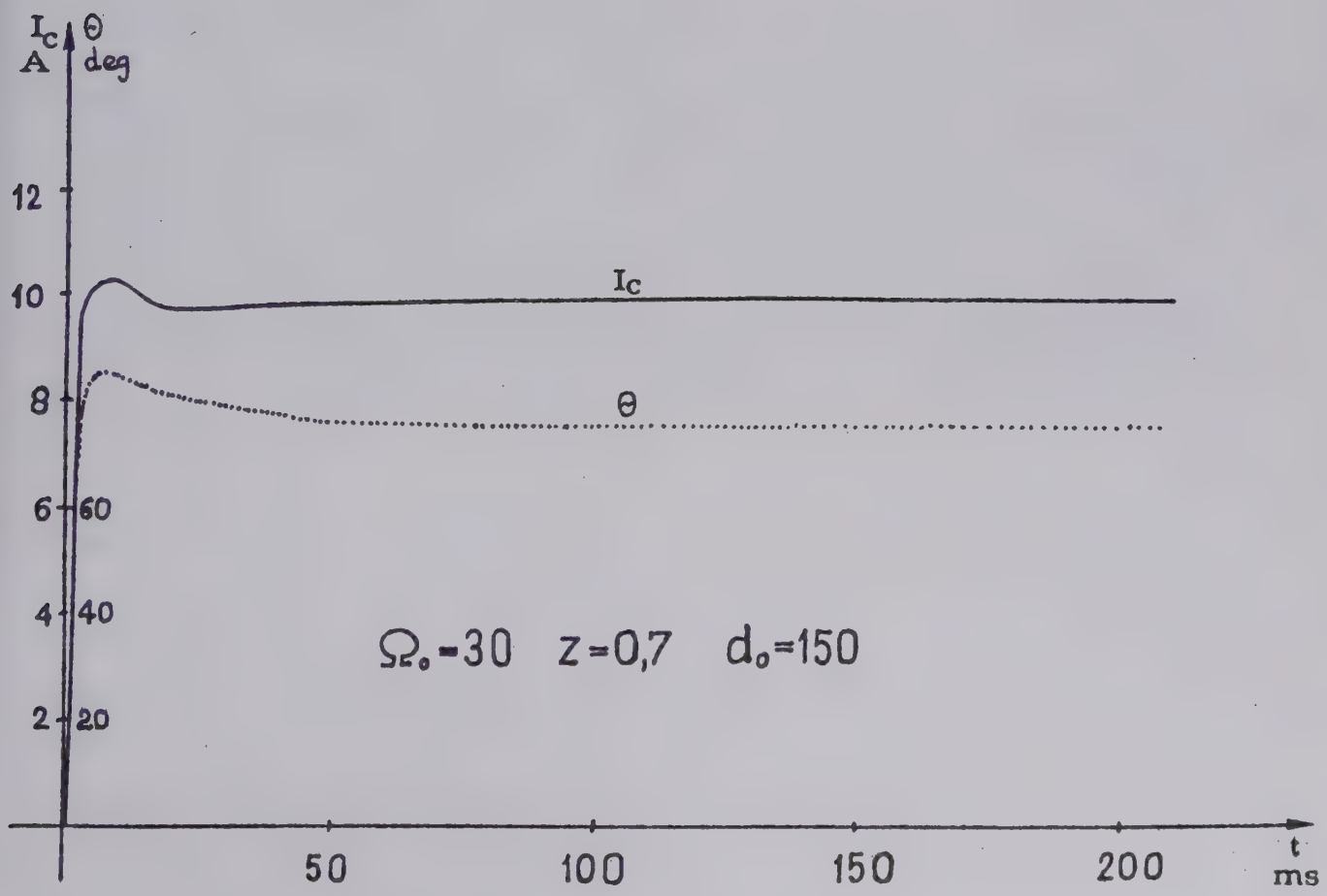


FIG. IV-13 Régime transitoire $I_c = f(t)$ provoqué par l'échelon de référence $I_{réf}$ $I_{réfo}+10$ ; $I_{réfo} = I_{co} = 0$

Sur la figure IV-14, nous avons représenté les réponses du système compensé à un échelon positif de la référence $I_{réf} = I_{réfo} + 10$ si les conditions initiales sont différentes de zéro. De plus, nous avons fait varier le point de fonctionnement déterminé par le choix de la fréquence rotorique $f_r$ et de la vitesse $\omega_n$.

Nous constatons qu'indépendamment du point de fonctionnement du processus donné, qui définit les conditions initiales différentes donc $I_{co}$, les courbes représentant le courant $I_c$ gardent la même allure. Nous pouvons conclure que réellement la dynamique imposée est la même. Nous voyons donc le rôle très important du compensateur qui à chaque changement des paramètres du processus (dans ce cas $f_r$ et $\omega_n$) garantit une seule dynamique choisie, grâce au compensateur qui joue un rôle autoadaptatif. Dans ces conditions nous pouvons traiter le processus compensé par la réaction d'état comme "une boîte noire" qui a une dynamique fixe. C'est pourquoi, en ajoutant la branche supplémentaire réalisant la réaction de l'écart du courant nous avons pu fixer ses propriétés. Il est à noter que le rôle principal de cette chaîne complémentaire est de garantir une grande rapidité de fonctionnement donc un temps de réponse court, un dépassement faible et surtout une erreur statique nulle. D'après les résultats obtenus à l'aide de la simulation numérique de tout ce système compensé et régulé nous pouvons dire que des résultats très satisfaisants sont à attendre de la mise en oeuvre de tout ce système sur le montage expérimental.

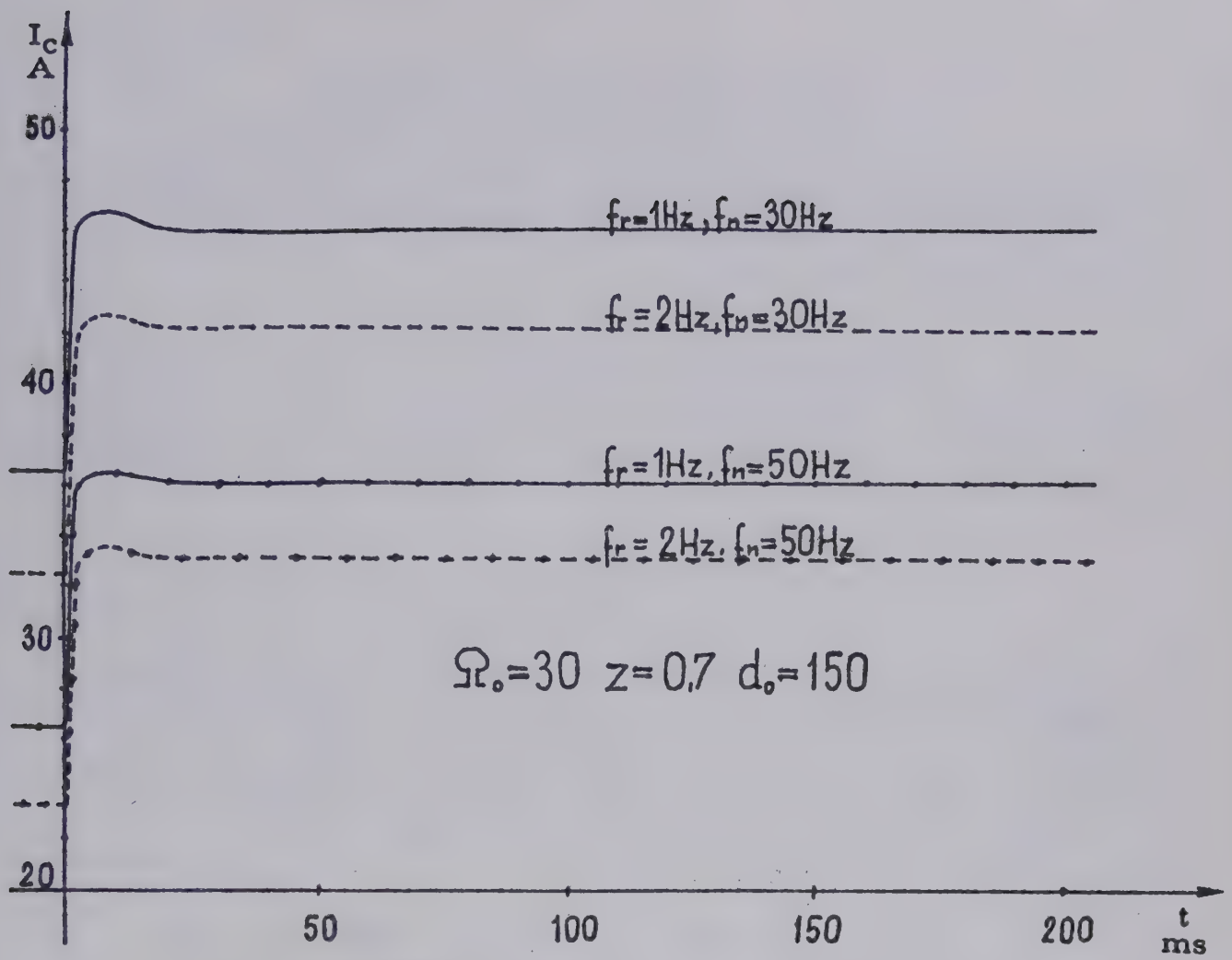


FIG. IV-14 Réponse du système compensé et avec la réaction de l'écart du courant $I_{réf} = I_{refo} + 10A$ pour les différents points de fonctionnement

IV-7.5 Prise en compte de l'équation mécanique

Dans les paragraphes précédents de ce chapitre nous avons déterminé une stratégie de commande du processus considéré comme linéaire, c'est-à-dire, nous avons fixé un point de fonctionnement de l'ensemble (choix de $f_r$ et $\omega_n$).

Il est nécessaire de vérifier la justesse de la simulation d'un tel système en tenant compte des variations de la vitesse. Il s'agit donc de compléter le système d'équations différentielles à intégrer par l'équation mécanique (II-5).

En se donnant une valeur du courant délivré par le redresseur (signal de sortie) et en fixant la fréquence rotorique $f_{ro}$ et une vitesse de rotation ou une valeur du couple résistant nous déterminons les conditions initiales nécessaires. Dans la suite, nous nous sommes intéressés à la réponse d'un tel système compensé à un échelon de référence $I_{réf} = I_{réfo} + 10\ A$ . Nous avons simulé quelques régimes transitoires caractérisant le fonctionnement de l'ensemble.

Tout d'abord, nous avons envisagé le démarrage de la machine en imposant $I_{réf} = I_{co} = 0$ et en réalisant un échelon de 10 A. Les essais ont été faits pour la fréquence rotorique $f_r$ égale à 3 Hz. Les courbes tracées sur la figure IV-15 représentent les régimes transitoires électriques $I_c = f(t)$ et mécaniques $\omega_n = f(t)$ et $C_e = f(t)$ .Nous avons présenté, en même temps, les résultats obtenus par la régulation classique (PI).

Nous constatons que le système compensé a un régime transitoire nettement meilleur car le temps de réponse $t_r$ (tolérence $\pm 5\%$ de la valeur en régime permanent) est diminué et égal à 4ms ($PI - t_r = 30ms$) et le dépassement atteint une valeur $\alpha$ = 4% ($PI - \alpha$ = 30%). De plus nous voyons que la réponse est très bien amortie, elle se stabilise pratiquement après le premier dépassement.

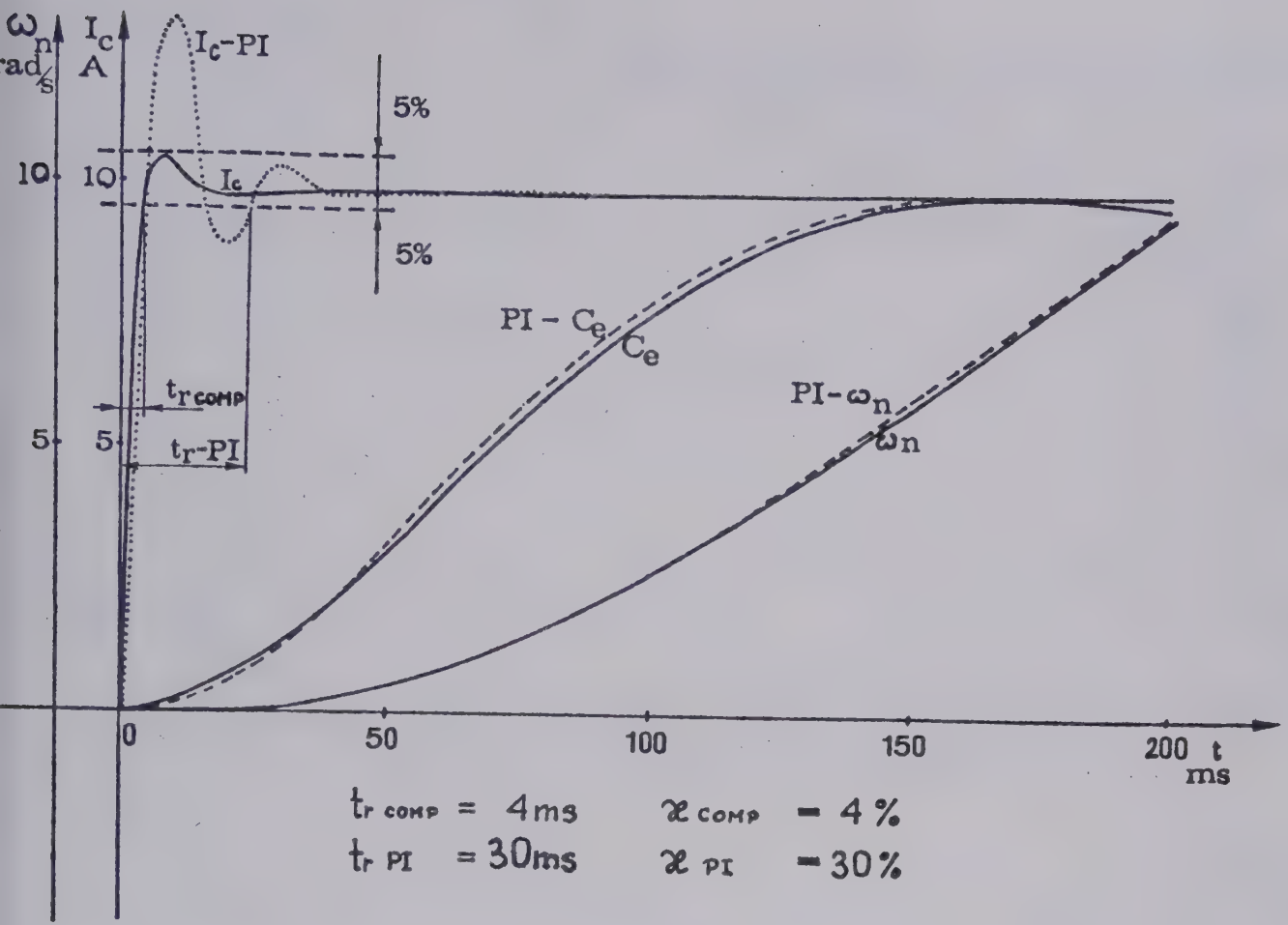


FIG. IV-15 Régime transitoire dû au démarrage de la machine

Nous avons fait également les autres essais à partir d'un état initial différent ($I_{réf_0} = 20A$) et en effectuant l'échelon de référence de la même grandeur ($\Delta I_{réf} = 10\,A$ ). Cette simulation a été réalisée pour les trois valeurs de la fréquence rotorique ($f_{r1}$ 1Hz, $f_{r2}$ 2Hz et $f_{r3}$ 5Hz). Nous avons présenté les résultats obtenus sur les figures IV-16, IV-17 et IV-18.

Nous constatons que les régimes transitoires du système compensé sont indépendants de la fréquence rotorique et par conséquent du point de fonctionnement. Les propriétés de la réponse restent toujours meilleures ($t_r = 4ms$ et $\varkappa = 4\%$) que celles correspondant à la régulation classique (comparaison montrée sur la figure IV-18).

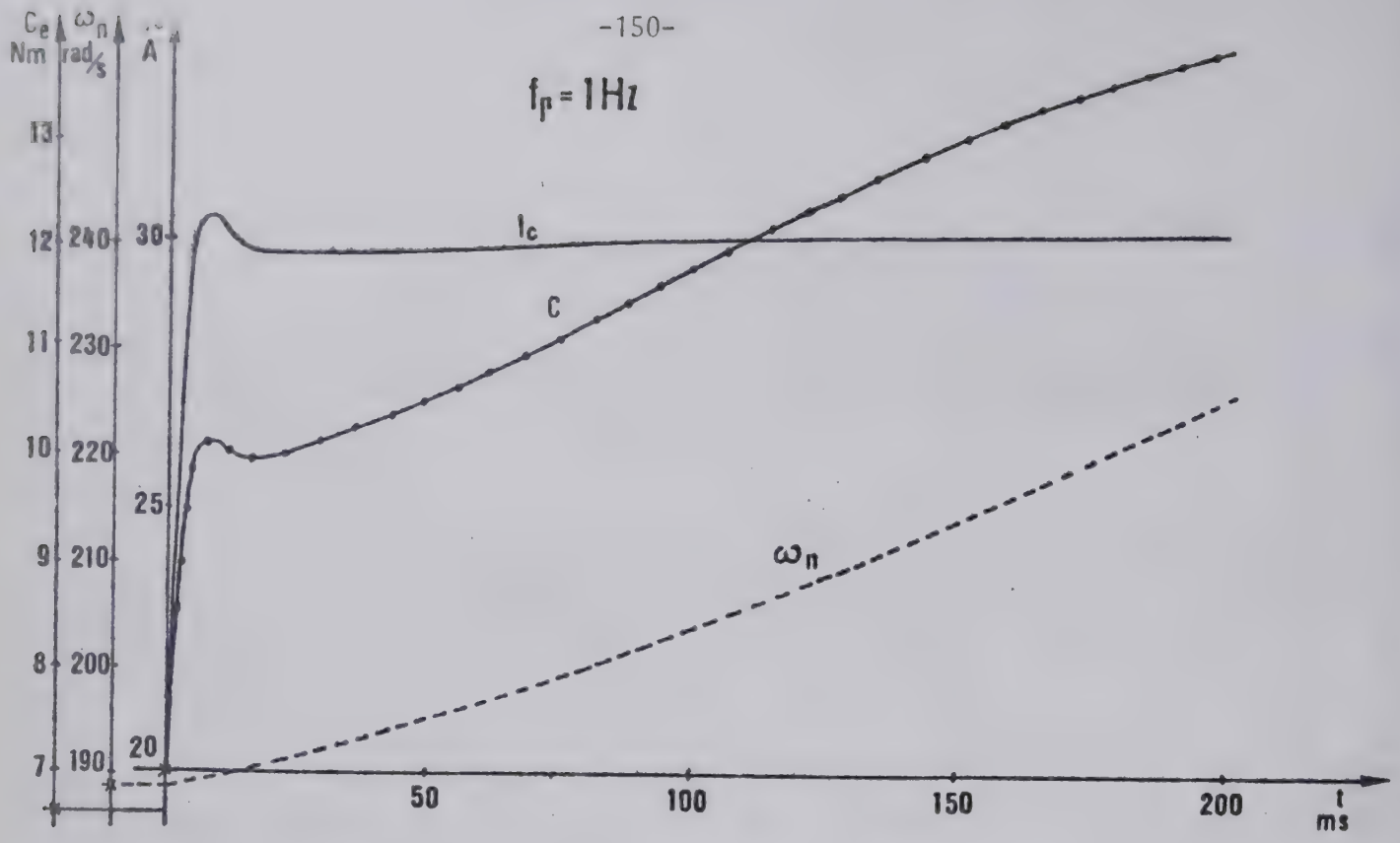


FIG. IV-16 Régime transitoire dû à l'échelon de référence du courant pour $f_r = 1Hz$ , $I_{réf} = I_{réf_o} + 10A$ , $I_{réf_o} = 20A$

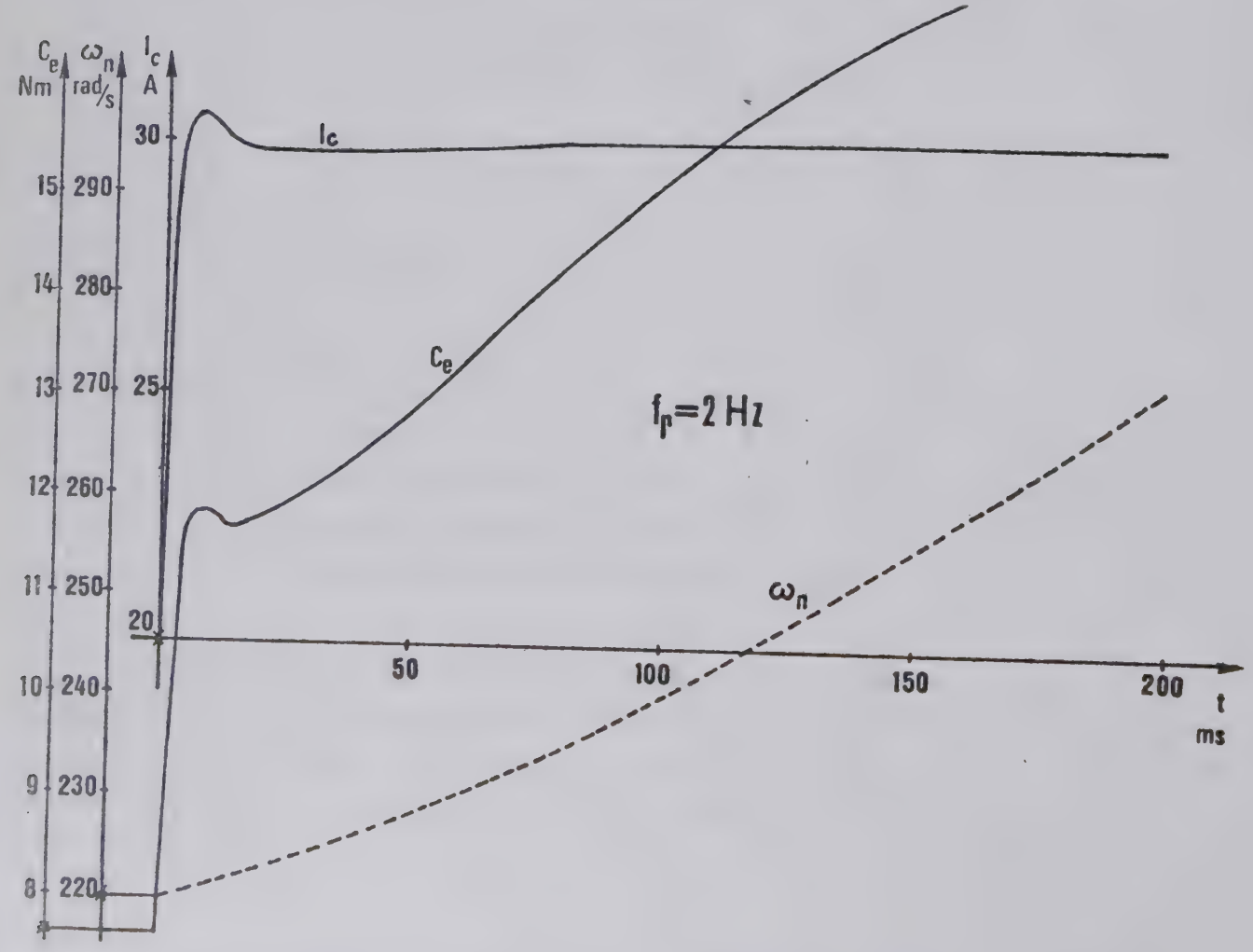


FIG. IV-17 Régime transitoire dû à l'échelon de référence du courant $I_{réf} = I_{réf_o} + 10$ où $I_{réf_o} = 20A$ pour $f_r = 2Hz$

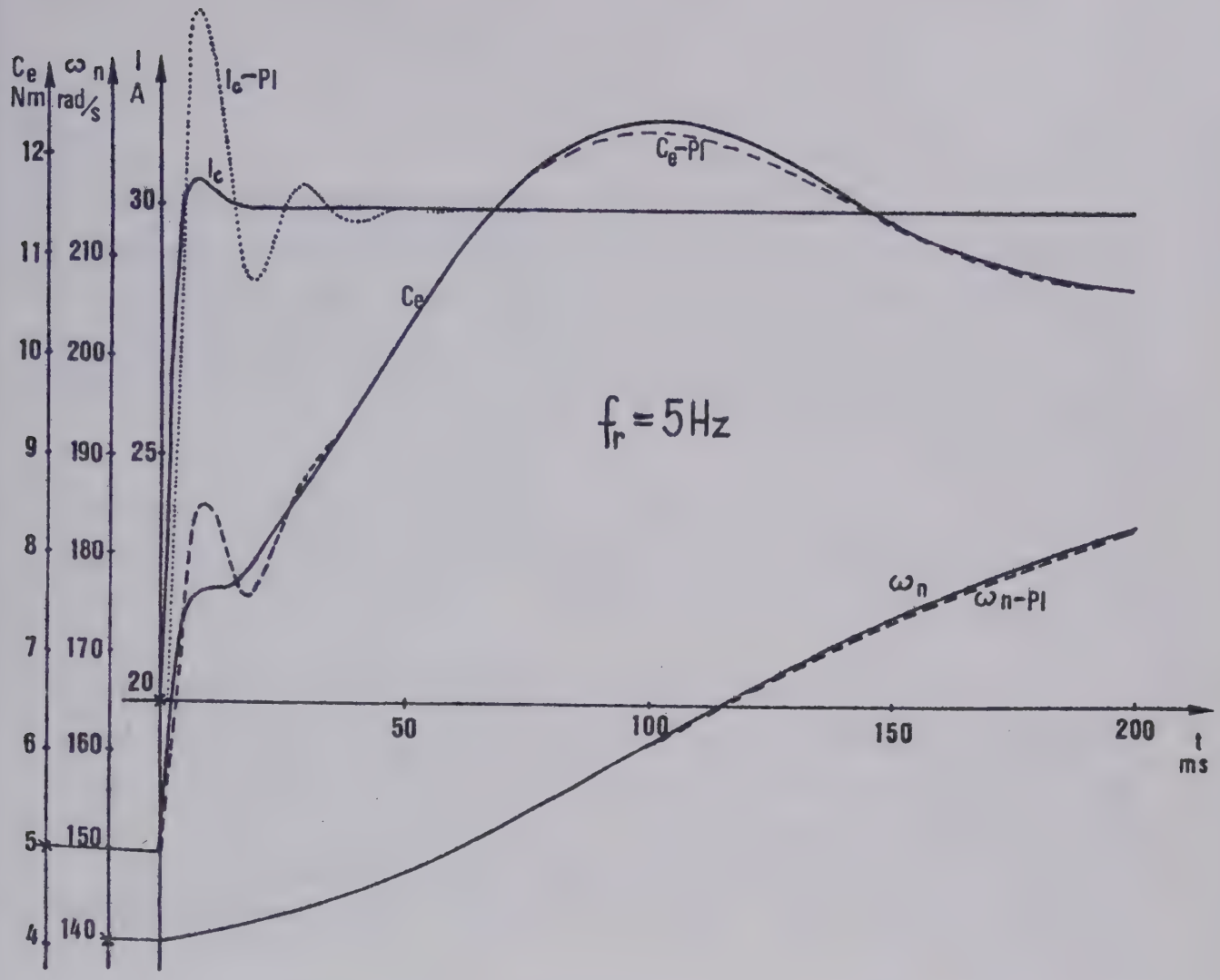


FIG. IV-18 Régime transitoire provoqué par l'échelon de référence du courant $I_{réf} = I_{réf_0} + 10\ A$ pour $I_{réf_0} = 20A$ , $f_r = 5Hz$

Nous pouvons donc conclure que l'hypothèse de linéarisation utilisée au départ de cette étude est valable et que les variations de la vitesse ne modifient absolument rien au niveau des régimes transitoires représentés.

## IV-7.6 Conclusions

Nous pouvons dire en particulier que cette méthode de compensation utilisant le retour d'état réel ou reconstitué comporte une certaine nouveauté par rapport aux commandes classiques utilisées traditionnellement. Elle permet d'imposer une dynamique du système décrite par son équation caractéristique, i.e. prévoir les proprietés du processus compensé dans le régime transitoire.

Cette méthode présente, dans le cadre de notre étude, le gros avantage de linéariser la charge dont les caractéristiques dépendent du point de fonctionnement ( $\omega_r$ , $\omega_n$ ).

En comparaison avec les méthodes classiques de régulation nous avons vérifié que la compensation par retour d'état apporte de meilleurs résultats qualitatifs et quantitatifs. Nous obtenons ainsi un temps de réponse $t_r$ égal à 4ms avec un dépassement relativement faible $\alpha$ = 4 % et l'erreur statique nulle. Nous rappelons que dans le système classique un temps $t_r$ court correspond à un dépassement beaucoup plus élevé.

Alors que la méthode de compensation par retour d'état est valable pour un système linéaire nous avons vérifié que l'étude faite avec cette hypothèse restait valable même si on considère les variations de la vitesse. Ceci est dû à la grande différence qui existe entre la constante de temps mécanique d'une part et le temps de régulation pour le courant.

La réalisation sur minicalculateur du compensateur et de l'observateur n'a pas été faite. Elle nécessite la mise en oeuvre des algorithmes numériques assez complexes et la disponibilité d'un calculateur plus performant que celui mis à notre disposition.

# -CONCLUSION GENERALE-

Notre travail a été centré sur les problèmes de la régulation de courant d'un variateur de vitesse comprenant une machine asynchrone associée à un convertisseur statique.

Dans le premier chapitre nous avons montré la commande numérique de la source de courant alimentant la machine asynchrone autopilotée. Cette commande numérique comprend une partie réalisée en logique câblée (fonctions logiques structurellement non variantes) et l'algorithme de la régulation réalisé en logique programmée (minicalculateur travaillant "ou line" dans le processus). Les techniques numériques utilisées ont garanti une souplesse d'emploi de la régulation nécessaire dans un tel processus, changeant ces caractéristiques en fonction du point de fonctionnement.

Le deuxième chapitre nous a permis d'analyser la dynamique du système comprenant :

- le redresseur,
- le circuit de lissage,
- le commutateur,
- la machine asynchrone autopilotée.

En supposant dans un premier temps la vitesse constante, le système est alors linéaire, et nous avons défini une transmittance opérationnelle du système en boucle ouverte en prenant pour les convertisseurs les modèles simplifiés. Les études de la répartition des pôles et de la réponse indicielle ont permis de montrer que le système présente un mode oscillatoire peu amorti dans certaines zones de fonctionnement. Dans un deuxième temps, nous avons montré que la prise en compte de la variation de la vitesse ne modifie pas sensiblement les résultats obtenus, ce qui confirme la justesse de l'hypothèse de linéarisation du processus réel.

L'influence des paramètres du circuit de lissage sur le comportement du système en régime transitoire a permis de faire un choix en tenant compte à la fois de la nécessité d'effectuer un filtrage du courant continu et également du maintien des performances du système en boucle ouverte.

Dans le troisième chapitre, nous avons étudié la régulation de courant en utilisant deux types de régulateurs classiques proportionnel-intégral et régulateur échantillonné. A partir des caractéristiques en boucle ouverte et des critères de régulation imposés, nous avons défini les valeurs des gains de ces régulateurs. Nous avons ensuite étudié le système ainsi régulé à l'aide d'une simulation globale. La réalisation pratique sur le minicalculateur nous a permis de comparer les résultats simulés et réels. Malgré les inconvénients dus aux caractéristiques propres du minicalculateur, nous avons trouvé les correspondances dans tous les régimes de fonctionnement du système. Les performances élaborées sont très simples et pratiquement directement applicables aux autres minicalculateurs ou microprocesseurs. La microprogrammation abordée peut être utilisée, par la suite, sur un calculateur plus performant qui permettrait d'atteindre avec plus de précision les résultats théoriques.

Enfin, le quatrième chapitre apporte une certaine nouveauté sur l'aspect de la commande d'un tel processus. La notation vectorielle et les relations matricielles dans l'espace d'état font que le système est déterminé d'une manière générale et synthétique. Dans la première étape, nous avons choisi la dynamique du système à commander en utilisant une compensation par retour d'état. Comme le système est non linéaire et que nous désirons avoir la même dynamique quel que soit le point de fonctionnement, nous avons été amenés à utiliser un compensateur dont les gains sont variables en fonction du point de fonctionnement. Puisque en pratique les états du système réel ne sont pas tous accessibles et mesurables, un observateur d'états nous a permis de reconstituer les états réels et d'effectuer la

compensation à partir d'eux. Le système compensé étant linéarisé, nous avons pu déterminer une chaîne de régulation de courant. Cela nous a amené à des résultats qualitativement et quantitativement meilleurs que dans le cas des régulations traditionnelles. La mise au point de cette commande a été faite grâce à la simulation numérique, nous pensons que l'utilisation d'un minicalculateur plus performant permet de mettre en oeuvre cette commande, sur le montage expérimental et d'obtenir des résultats très intéressants.

Cette étude et principalement celle du dernier chapitre consacrée à la régulation du système avec compensation par retour d'état constitue l'application, pour la première fois à notre connaissance, de ces techniques à un processus électrotechnique. Elle permet d'assurer une régulation optimale et d'ouvrir les perspectives très intéressantes pour la mise au point de contrôles de grandeurs électriques pour des processus électromécaniques dans lesqueles il est possible d'effectuer une linéarisation par morceaux déconnectant les variables électriques et mécaniques.

# - A N N E X E 1 -

CARACTERISTIQUES DE LA MACHINE :

Moteur alimenté en courant (4,7 KW, 20 A/35 A, 220 V/127 V, 4 pôles) a les caractéristiques suivantes :

$R_s = 0,0713\,\Omega$ branchement en triangle

$L_s = 0,01146\,H$

$R_r = 0,075\,\Omega$

$L_r = 0,00666\,H$

$M_{sr} = 0,00843\,H$

Inertie $J = 0,049\ kgm^2$

Coefficient de frottement visqueux $f = 0,0123\ Nm/rad/s$

# - A N N E X E 2 -

## PROGRAMMES ELABORES SUR LE PDP-8L

# REGULATION PROPORTIONNELLE-INTEGALE

```
                *1 0C
1200  6002      START,IOF
1201  7300      CLA CLL
1202  6721      6721
1203  5202      JMP.-1
1204  6726      6726
1205  6521      6521
1206  5205      JMP.-1
1207  6526      6526
1210  3350      DCA REF
1211  6001      IØN
1212  5213      JMP K3
1213  1346      K3,TAD N1
1214  7041      CIA
1215  1350      TAD REF
1216  7510      SPA
1217  5221      JMP.+2
1220  5225      JMP KA1
1221  7041      CIA
1222  7110      CLL RAR
1223  7041      CIA
1224  5226      JMP CØMPTE
1225  7110      KA1,CLL RAR
1226  3354      CØMPTE,DCA DEMIE1
1227  1347      TAD N2
1230  7041      CIA
1231  1350      TAD REF
1232  3352      DCA E2
1233  1352      TAD E2
1234  7510      SPA
1235  5237      JMP.+2
1236  5243      JMP A2
1237  7041      CIA
1240  7110      CLL RAR
1241  7041      CIA
1242  5244      JMP ADD
1243  7110      A2,CLL RAR
1244  3355      ADD,DCA DEMIE2
1245  7100      CLL
1246  4500      JMS I 100
1247  1366      TAD X
1250  7000      NØP
1251  3366      DCA X
1252  7000      NØP
1253  4453      JMS I 53
1254  1454      TAD I 54
1255  6146      6146
1256  1356      TAD K1
1257  6157      6157
1260  3360      DCA Q1
1261  6164      6164
1262  3361      DCA MU1
1263  1366      TAD X
1264  7500      SMA
1265  5272      JMP B1
1266  7300      CLA CLL
1267  1361      TAD MU1
1270  7041      CIA
1271  3361      DCA MU1
1272  7300      B1,CLA CLL
1273  4452      JMS I 52
1274  1451      TAD I 51
1275  6146      6146
1276  1357      TAD KP
1277  6157      6157
1300  3363      DCA Q2
1301  6164      6164
1302  3364      DCA MU2
1303  1352      TAD E2
1304  7500      SMA
1305  5312      JMP B2
1306  7300      CLA CLL
1307  1364      TAD MU2
1310  7041      CIA
1311  3364      DCA MU2
1312  5475      B2,JMP I 75
1313  7300      CLA CLL
1314  4503      JMS I 103
1315  1353      TAD MU
1316  3353      DCA MU
1317  7000      NØP
1320  4504      JMS I 104
1321  1365      TAD REG
1322  3365      DCA REG
1323  7000      NØP
1324  7000      NØP
1325  7000      NØP
1326  7000      NØP
1327  7300      BRANCH,CLA CLL
1330  1365      TAD REG
1331  6301      6301
1332  5331      JMP.-1
1333  6306      6306
1334  7300      CLA CLL
1335  1353      TAD MU
1336  3362      DCA MU0
1337  7000      NØP
1340  1347      TAD N2
1341  3346      DCA N1
1342  1345      TAD N3
1343  3347      DCA N2
1344  5200      JMP START
1345  0000      N3,0
1346  0000      N1,0
1347  0000      N2,0
1350  0000      REF,0
1351  0000      E1,0
1352  0000      E2,0
1353  0000      MU,0
1354  0000      DEMIE1,0
1355  0000      DEMIE2,0
1356  0360      K1,0360
1357  3400      KP,3400
1360  0000      Q1,0
1361  0000      MU1,0
1362  0000      MU0,0
1363  0000      Q2,0
1364  0000      MU2,0
1365  0000      REG,0
1366  0000      X,0
                *0
0000  0000      0
0001  5450      JMP I 50
                *50
0050  1400      1400
                *53
0053  2000      2000
                *54
0054  2011      2011
                *52
0052  2200      2200
                *51
0051  2211      2211
                *56
0056  1361      1361
                *71
0071  1364      1364
                *55
0055  1362      1362
                *63
0063  1327      1327
                *64
0064  1353      1353
                *72
0072  1352      1352
                *73
0073  1366      1366
                *76
0076  1365      1365
                *75
0075  0600      600
                *77
0077  1345      1345
                *100
0100  0200      200
                *101
0101  1354      1354
                *102
0102  1355      1355
                *103
0103  0300      300
                *104
0104  0400      400
                *1400
1400  6002      TRAP,IØF
1401  3220      DCA SAVEAC
1402  7004      RAL
1403  3221      DCA SAVEL
1404  6701      6701
1405  5204      JMP.-1
1406  6706      6706
1407  6501      6501
1410  5207      JMP.-1
1411  6506      6506
1412  3477      DCA I 77
1413  1221      TAD SAVEL
1414  7110      CLL RAR
1415  1220      TAD SAVEAC
1416  6001      IØN
1417  5400      JMP I 0
1420  0000      SAVEAC,0
1421  0000      SAVEL,0
                *600
0600  7300      TES,CLA CLL
0601  1455      TAD I 55
0602  7510      SPA
0603  5233      JMP D1
0604  4505      JMS I 105
0605  1265      TAD Y
0606  7510      SPA
0607  5262      JMP CNA
0610  1455      TAD I 55
0611  7510      SPA
0612  5215      JMP LIMIT
0613  3266      DCA Y1
0614  5220      JMP D2
0615  7300      LIMIT,CLA CLL
0616  1264      TAD MAX4
0617  3266      DCA Y1
0620  1266      D2,TAD Y1
0621  7041      CIA
0622  1267      TAD LIMIT1
0623  7500      SMA
0624  5262      JMP CNA
0625  7300      CLA CLL
0626  1267      TAD LIMIT1
0627  3476      DCA I 76
0630  1267      TAD LIMIT1
0631  3464      DCA I 64
0632  5463      JMP I 63
0633  7300      D1,CLA CLL
0634  4505      JMS I 105
0635  1265      TAD Y
0636  7500      SMA
0637  5262      JMP CNA
0640  1455      TAD I 55
0641  7500      SMA
0642  5245      JMP BETA
0643  3266      DCA Y1
0644  5250      JMP D3
0645  7300      BETA,CLA CLL
0646  1263      TAD MIN4
0647  3266      DCA Y1
0650  1266      D3,TAD Y1
0651  1267      TAD LIMIT1
0652  7700      SMA CLA
0653  5262      JMP CNA
0654  1267      TAD LIMIT1
0655  7041      CIA
0656  3476      DCA I 76
0657  1476      TAD I 76
0660  3464      DCA I 64
0661  5463      JMP I 63
0662  5465      CNA,JMP I 65
0663  4000      MIN4,4000
0664  3777      MAX4,3777
0665  0000      Y,0
0666  0000      Y1,0
0667  3600      LIMIT1,3600
                *2200
2200  0000      TEST2,0
2201  7300      CLA CLL
2202  1472      TAD I 72
2203  7510      SPA
2204  5206      JMP.+2
2205  5207      JMP R1
2206  7041      CIA
2207  3211      R1,DCA VEN
2210  5600      JMP I TEST2
2211  0000      VEN,0
                *72
0072  1352      1352
                *500
0500  0000      ADDIT3,0
0501  7300      CLA CLL
0502  1456      TAD I 56
0503  0347      AND MASK3
0504  1471      TAD I 71
0505  7430      SZL
0506  5317      JMP NEG3
0507  7004      RAL
0510  7630      SZL CLA
0511  5313      JMP ØPØS3
0512  5326      JMP PØS3
0513  1456      ØPØS3,TAD I
0514  1471      TAD I 71
0515  3346      DCA SUM3
0516  5343      JMP FIN3
0517  7300      NEG3,CLA CLI
0520  1456      TAD I 56
0521  1471      TAD I 71
0522  7500      SMA
0523  5334      JMP NEGER3
0524  3346      DCA SUM3
0525  5343      JMP FIN3
0526  1456      PØS3,TAD I
0527  1471      TAD I 71
0530  7510      SPA
0531  5340      JMP PØSER3
0532  3346      DCA SUM3
0533  5343      JMP FIN3
0534  7300      NEGER3,CLA
0535  1350      TAD MIN3
0536  3346      DCA SUM3
0537  5343      JMP FIN3
0540  7300      PØSER3,CLA
0541  1351      TAD MAX3
0542  3346      DCA SUM3
0543  1346      FIN3,TAD SU
0544  3506      DCA I 106
0545  5700      JMP I ADDIT
0546  0000      SUM3,0
0547  4000      MASK3,4000
0550  4000      MIN3,4000
0551  3777      MAX3,3777
                *106
0106  0665      665
                *65
0065  1313      1313
                *105
0105  0500      500
                *2000
2000  0000      TEST1,0
2001  7300      CLA CLL
2002  1473      TAD I 73
2003  7510      SPA
2004  5206      JMP.+2
2005  5207      JMP R
2006  7041      CIA
2007  3211      R,DCA RETØ
2010  5600      JMP I TEST1
2011  0000      RETZUR,0
                *73
0073  1366      1366
```

```
          *200                          *300                          *400
0200 0000 ADDIT,0               0300 0000 ADDIT1,0              0400 0000 ADDIT2,0
0201 7300 CLA CLL               0301 7300 CLA CLL               0401 7300 CLA CLL
0202 1501 TAD I 101             0302 1456 TAD I 56              0402 1464 TAD I 64
0203 0247 AND MASK              0303 0347 AND MASK1             0403 0247 AND MASK2.
0204 1502 TAD I 102             0304 1455 TAD I 55              0404 1471 TAD I 71
0205 7430 SZL                   0305 7430 SZL                   0405 7430 SZL
0206 5217 JMP NEG               0306 5317 JMP NEG1              0406 5217 JMP NEG2
0207 7004 RAL                   0307 7004 RAL                   0407 7004 RAL
0210 7630 SZL CLA               0310 7630 SZL CLA               0410 7630 SZL CLA
0211 5213 JMP ØPØS              0311 5313 JMP ØPØS1             0411 5213 JMP ØPØS2
0212 5226 JMP PØS               0312 5326 JMP PØS1              0412 5226 JMP PØS2
0213 1501 ØPØS,TAD I 101        0313 1456 ØPØS1,TAD I 56        0413 1464 ØPØS2,TAD I 64
0214 1502 TAD I 102             0314 1455 TAD I 55              0414 1471 TAD I 71
0215 3246 DCA SUM               0315 3346 DCA SUM1              0415 3246 DCA SUM2
0216 5243 JMP FINØ              0316 5343 JMP FIN1              0416 5243 JMP FIN2
0217 7300 NEG,CLA CLL           0317 7300 NEG1,CLA CLL          0417 7300 NEG2,CLA CLL
0220 1501 TAD I 101             0320 1456 TAD I 56              0420 1464 TAD I 64
0221 1502 TAD I 102             0321 1455 TAD I 55              0421 1471 TAD I 71
0222 7500 SMA                   0322 7500 SMA                   0422 7500 SMA
0223 5234 JMP NEGERR            0323 5334 JMP NEGER1            0423 5234 JMP NEGER2
0224 3246 DCA SUM               0324 3346 DCA SUM1              0424 3246 DCA SUM2
0225 5243 JMP FINØ              0325 5343 JMP FIN1              0425 5243 JMP FIN2
0226 1501 PØS,TAD I 101         0326 1456 PØS1,TAD I 56         0426 1464 PØS2,TAD I 64
0227 1502 TAD I 102             0327 1455 TAD I 55              0427 1471 TAD I 71
0230 7510 SPA                   0330 7510 SPA                   0430 7510 SPA
0231 5240 JMP PØSERR            0331 5340 JMP PØSER1            0431 5240 JMP PØSER2
0232 3246 DCA SUM               0332 3346 DCA SUM1              0432 3246 DCA SUM2
0233 5243 JMP FINØ              0333 5343 JMP FIN1              0433 5243 JMP FIN2
0234 7300 NEGERR,CLA CLL        0334 7300 NEGER1,CLA CLL        0434 7300 NEGER2,CLA CLL
0235 1250 TAD MIN               0335 1350 TAD MIN1              0435 1250 TAD MIN2
0236 3246 DCA SUM               0336 3346 DCA SUM1              0436 3246 DCA SUM2
0237 5243 JMP FINØ              0337 5343 JMP FIN1              0437 5243 JMP FIN2
0240 7300 PØSERR,CLA CLL        0340 7300 PØSER1,CLA CLL        0440 7300 PØSER2,CLA CLL
0241 1251 TAD MAX               0341 1351 TAD MAX1              0441 1251 TAD MAX2
0242 3246 DCA SUM               0342 3346 DCA SUM1              0442 3246 DCA SUM2
0243 1246 FINØ,TAD SUM          0343 1346 FIN1,TAD SUM1         0443 1246 FIN2,TAD SUM2
0244 3473 DCA I 73              0344 3464 DCA I 64              0444 3476 DCA I 76
0245 5600 JMP I ADDIT           0345 5700 JMP I ADDIT1          0445 5600 JMP I ADDIT2
0246 0000 SUM,0                 0346 0000 SUM1,0                0446 0000 SUM2,0
0247 4000 MASK,4000             0347 4000 MASK1,4000            0447 4000 MASK2,4000
0250 4000 MIN,4000              0350 4000 MIN1,4000             0450 4000 MIN2,4000
0251 3777 MAX,3777              0351 3777 MAX1,3777             0451 3777 MAX2,3777
          *101
0101 1354 1354
          *102
0102 1355 1355
          *73
0073 1366 1366
```

# REGULATION ECHANTILLONNEE

```
                *1200
1200  6002  START,IØF
1201  7300  CLA CLL
1202  6721  6721
1203  5202  JMP.-1
1204  6726  6726
1205  6521  6521
1206  5205  JMP.-1
1207  6526  6526
1210  3312  DCA REF
1211  6001  IØN
1212  5213  JMP K3
1213  1307  K3,TAD N1
1214  7041  CIA
1215  1312  TAD REF
1216  3313  DCA E1
1217  1310  TAD N2
1220  7041  CIA
1221  1312  TAD REF
1222  3314  DCA E2
1223  4452  JMS I 52
1224  1454  TAD I 54
1225  6146  6146
1226  1325  TAD KB
1227  6157  6157
1230  3317  DCA Q1
1231  6164  6164
1232  3316  DCA MU1
1233  1313  TAD E1
1234  7500  SMA
1235  5242  JMP B1
1236  7300  CLA CLL
1237  1316  TAD MU1
1240  7041  CIA
1241  3316  DCA MU1
1242  4451  B1,JMS I 51
1243  1457  TAD I 57
1244  6146  6146
1245  1324  TAD KA
1246  6157  6157
1247  3321  DCA Q2
1250  6164  6164
1251  3320  DCA MU2
1252  1314  TAD E2
1253  7500  SMA
1254  5261  JMP B2
1255  7300  CLA CLL
1256  1320  TAD MU2
1257  7041  CIA
1260  3320  DCA MU2
1261  4500  B2,JMS I 100
1262  1326  TAD MU
1263  3326  DCA MU
1264  5475  JMP I 75
1265  7300  CLA CLL
1266  4503  JMS I 103
1267  1322  TAD REG
1270  3322  DCA REG
1271  7000  NØP
1272  7300  BRANCH,CLA CLL
1273  1322  TAD REG
1274  6301  6301
1275  5274  JMP.-1
1276  6306  6306
1277  7300  CLA CLL
1300  1322  TAD REG
1301  3323  DCA REGO
1302  1310  TAD N2
1303  3307  DCA N1
1304  1311  TAD N3
1305  3310  DCA N2
1306  5200  JMP START
1307  0000  N1,0
1310  0000  N2,0
1311  0000  N3,0
1312  0000  REF,0
1313  0000  E1,0
1314  0000  E2,0
1315  0000  X,0
1316  0000  MU1,0
1317  0000  Q1,0
1320  0000  MU2,0
1321  0000  Q2,0
1322  0000  REG,0
1323  0000  REGO,0
1324  1500  KA,1500
1325  1250  KB,1250
1326  0000  MU,0

                *0
0000  0000  0
0001  5450  JMP I 50
                *50
0050  1400  1400
                *52
0052  2000  2000
                *53
0053  1313  1313
                *54
0054  2011  2011
                *51
0051  2200  2200
                *57
0057  2211  2211
                *75
0075  0600  600
                *73
0073  1314  1314
                *76
0076  1322  1322
                *56
0056  1310  1310
                *71
0071  1311  1311
                *64
0064  1320  1320
                *77
0077  1323  1323
                *65
0065  1272  1272
                *66
0066  1265  1265
                *100
0100  0200  200
                *101
0101  1316  1316
                *102
0102  1320  1320
                *103
0103  0300  300
                *104
0104  1326  1326
                *1400
1400  6002  TRAP,IØF
1401  3220  DCA SAVEAC
1402  7004  RAL
1403  3221  DCA SAVEL
1404  6701  6701
1405  5204  JMP.-1
1406  6706  6706
1407  6501  6501
1410  5207  JMP.-1
1411  6506  6506
1412  3471  DCA I 71
1413  1221  TAD SAVEL
1414  7110  CLL RAR
1415  1220  TAD SAVEAC
1416  6001  IØN
1417  5400  JMP I 0
1420  0000  SAVEAC,0
1421  0000  SAVEL,0
                *2200
2200  0000  TEST2,0
2201  7300  CLA CLL
2202  1473  TAD I 73
2203  7510  SPA
2204  5206  JMP.+2
2205  5207  JMP R1
2206  7041  CIA
2207  3211  R1,DCA VEN
2210  5600  JMP I TEST2
2211  0000  VEN,0

                *600
0600  7300  TEST,CLA CLL
0601  1477  TAD I 77
0602  7510  SPA
0603  5231  JMP D1
0604  7300  CLA CLL
0605  1504  TAD I 104
0606  7510  SPA
0607  5255  JMP CNA
0610  1477  TAD I 77
0611  7510  SPA
0612  5215  JMP LIMIT
0613  3256  DCA Y
0614  5220  JMP D2
0615  7300  LIMIT,CLA CLL
0616  1261  TAD MAX3
0617  3256  DCA Y
0620  1256  D2,TAD Y
0621  7041  CIA
0622  1257  TAD LIMIT1
0623  7500  SMA
0624  5255  JMP CNA
0625  7300  CLA CLL
0626  1257  TAD LIMIT1
0627  3476  DCA I 76
0630  5465  JMP I 65
0631  7300  D1,CLA CLL
0632  1504  TAD I 104
0633  7500  SMA
0634  5255  JMP CNA
0635  1477  TAD I 77
0636  7500  SMA
0637  5242  JMP BETA
0640  3256  DCA Y
0641  5245  JMP D3
0642  7300  BETA,CLA CLL
0643  1260  TAD MIN3
0644  3256  DCA Y
0645  1256  D3,TAD Y
0646  1257  TAD LIMIT1
0647  7700  SMA CLA
0650  5255  JMP CNA
0651  1257  TAD LIMIT1
0652  7041  CIA
0653  3476  DCA I 76
0654  5465  JMP I 65
0655  5466  CNA,JMP I 66
0656  0000  Y,0
0657  3600  LIMIT1,3600
0660  4000  MIN3,4000
0661  3777  MAX3,3777
                *2000
2000  0000  TEST1,0
2001  7300  CLA CLL
2002  1453  TAD I 53
2003  7510  SPA
2004  5206  JMP.+2
2005  5207  JMP R
2006  7041  CIA
2007  3211  R,DCA RETØUR
2010  5600  JMP I TEST1
2011  0000  RETØUR,0
                *53
0053  1313  1313
```

```
                *200
0200  0000  ADDIT,0
0201  7300  CLA CLL
0202  1501  TAD I 101
0203  7040  CMA
0204  3255  DCA A
0205  1255  TAD A
0206  0252  AND MASK
0207  1502  TAD I 102
0210  7430  SZL
0211  5222  JMP NEG
0212  7004  RAL
0213  7630  SZL CLA
0214  5216  JMP ØPØS
0215  5231  JMP PØS
0216  1255  ØPØS,TAD A
0217  1502  TAD I 102
0220  3251  DCA SUM
0221  5246  JMP FINØ
0222  7300  NEG,CLA CLL
0223  1255  TAD A
0224  1502  TAD I 102
0225  7500  SMA
0226  5237  JMP NEGERR
0227  3251  DCA SUM
0230  5246  JMP FINØ
0231  1255  PØS,TAD A
0232  1502  TAD I 102
0233  7510  SPA
0234  5243  JMP PØSERR
0235  3251  DCA SUM
0236  5246  JMP FINØ
0237  7300  NEGERR,CLA CLL
0240  1253  TAD MIN
0241  3251  DCA SUM
0242  5246  JMP FINØ
0243  7300  PØSERR,CLA CLL
0244  1254  TAD MAX
0245  3251  DCA SUM
0246  1251  FINØ,TAD SUM
0247  3504  DCA I 104
0250  5600  JMP I ADDIT
0251  0000  SUM,0
0252  4000  MASK,4000
0253  4000  MIN,4000
0254  3777  MAX,3777
0255  0000  A,0

                *300
0300  0000  ADDIT1,0
0301  7300  CLA CLL
0302  1504  TAD I 104
0303  0347  AND MASK1
0304  1477  TAD I 77
0305  7430  SZL
0306  5317  JMP NEG1
0307  7004  RAL
0310  7630  SZL CLA
0311  5313  JMP ØPØS1
0312  5326  JMP PØS1
0313  1504  ØPØS1,TAD I 104
0314  1477  TAD I 77
0315  3346  DCA SUM1
0316  5343  JMP FIN1
0317  7300  NEG1,CLA CLL
0320  1504  TAD I 104
0321  1477  TAD I 77
0322  7500  SMA
0323  5334  JMP NEGER1
0324  3346  DCA SUM1
0325  5343  JMP FIN1
0326  1504  PØS1,TAD I 104
0327  1477  TAD I 77
0330  7510  SPA
0331  5340  JMP PØSER1
0332  3346  DCA SUM1
0333  5343  JMP FIN1
0334  7300  NEGER1,CLA CLL
0335  1350  TAD MIN1
0336  3346  DCA SUM1
0337  5343  JMP FIN1
0340  7300  PØSER1,CLA CLL
0341  1351  TAD MAX1
0342  3346  DCA SUM1
0343  1346  FIN1,TAD SUM1
0344  3476  DCA I 76
0345  5700  JMP I ADDIT1
0346  0000  SUM1,0
0347  4000  MASK1,4000
0350  4000  MIN1,4000
0351  3777  MAX1,3777
```

## APPROXIMATION DE LA FONCTION-ARC COS(REG)

```
                *1000
1000  0000      ARC,0
1001  7300      CLA CLL
1002  4460      JMS I 60
1003  1461      TAD I 61
1004  6142      6142
1005  6157      6157
1006  6157      6157
1007  3300      DCA Y3
1010  1307      TAD A
1011  6146      6146
1012  1300      TAD Y3
1013  6157      6157
1014  3304      DCA Q10
1015  6164      6164
1016  3301      DCA MUL1
1017  1476      TAD I 76
1020  7500      SMA
1021  5226      JMP B3
1022  7300      CLA CLL
1023  1301      TAD MUL1
1024  7041      CIA
1025  3301      DCA MUL1
1026  7300      B3,CLA CLL
1027  1461      TAD I 61
1030  6142      6142
1031  6157      6157
1032  3277      DCA Y2
1033  1310      TAD B
1034  6146      6146
1035  1277      TAD Y2
1036  6157      6157
1037  3305      DCA Q20
1040  6164      6164
1041  3302      DCA MUL2
1042  1476      TAD I 76
1043  7500      SMA
1044  5251      JMP B4
1045  7300      CLA CLL
1046  1302      TAD MUL2
1047  7041      CIA
1050  3302      DCA MUL2
1051  7300      B4,CLA CLL
1052  1461      TAD I 61
1053  6146      6146
1054  1311      TAD C
1055  6157      6157
1056  3306      DCA Q30
1057  6164      6164
1060  3303      DCA MUL3
1061  1476      TAD I 76
1062  7500      SMA
1063  5270      JMP B5
1064  7300      CLA CLL
1065  1303      TAD MUL3
1066  7041      CIA
1067  3303      DCA MUL3
1070  7300      B5,CLA CLL
1071  1301      TAD MUL1
1072  1303      TAD MUL3
1073  7041      CIA
1074  1302      TAD MUL2
1075  1312      TAD D
1076  5600      JMP I ARC
1077  0000      Y2,0
1100  0000      Y3,0
1101  0000      MUL1,0
1102  0000      MUL2,0
1103  0000      MUL3,0
1104  0000      Q10,0
1105  0000      Q20,0
1106  0000      Q30,0
1107  0546      A,0546
1110  0001      B,0001
1111  1067      C,1067
1112  2000      D,2000
                *60
0060  0400      400
                *61
0061  0411      411
                *400
0400  0000      TEST3,0
0401  7300      CLA CLL
0402  1476      TAD I 76
0403  7510      SPA
0404  5206      JMP.+2
0405  5207      JMP R2
0406  7041      CIA
0407  3211      R2,DCA VEN1
0410  5600      JMP I TEST3
0411  0000      VEN1,0
                *76
0076  1355      1355
```

CALCUL DE LA VALEUR MOYENNE DU COURANT

```
                *1200
1200   6002     START, IØF
1201   7300     CLA CLL
1202   1313     TAD M.N
1203   3312     DCA M
1204   6701     6701
1205   5204     JMP.-1
1206   6702     6702
1207   6001     IØN
1210   5350     JMP 1350
1211   6002     TRAP, IØF
1212   3310     DCA SAVEAC
1213   7004     RAL
1214   3311     DCA SAVEL
1215   6704     6704
1216   6501     6501
1217   5216     JMP.-1
1220   6506     6506
1221   3712     DCA I M
1222   7300     CLA CLL
1223   1312     TAD M
1224   7041     CIA
1225   1314     TAD MMAX
1226   7440     SZA
1227   5231     JMP.+2
1230   5240     JMP FIN
1231   7300     K1, CLA CLL
1232   2312     ISZ M
1233   1311     TAD SAVEL
1234   7010     RAR
1235   1310     TAD SAVEAC
1236   6001     IØN
1237   5400     JMP I 0
1240   7300     FIN, CLA CLL
1241   1313     TAD MIN
1242   3312     DCA M
1243   1315     CALCUL, TAD N1
1244   1325     TAD N9
1245   7110     CLL RAR
1246   7110     CLL RAR
1247   7110     CLL RAR
1250   7110     CLL RAR
1251   3326     DCA S1
1252   1316     TAD N2
1253   1317     TAD N3
1254   7110     CLL RAR
1255   7110     CLL RAR
1256   7110     CLL RAR
1257   3327     DCA S2
1260   1320     TAD N4
1261   1321     TAD N5
1262   7110     CLL RAR
1263   7110     CLL RAR
1264   7110     CLL RAR
1265   3330     DCA S3
1266   1322     TAD N6
1267   1323     TAD N7
1270   1324     TAD N8
1271   7110     CLL RAR
1272   7110     CLL RAR
1273   7110     CLL RAR
1274   3331     DCA S4
1275   1326     TAD S1
1276   1327     TAD S2
1277   1330     TAD S3
1300   1331     TAD S4
1301   3307     DCA VRF
1302   1307     TAD VRF
1303   6301     6301
1304   5303     JMP.-1
1305   6306     6306
1306   5231     JMP K1
1307   0000     VRF, 0
1310   0000     SAVEAC, 0
1311   0000     SAVEL, 0
1312   1315     M, 1315
1313   1315     MIN, 1315
1314   1325     MMAX, 1325
1315   0000     N1, 0
1316   0000     N2, 0
1317   0000     N3, 0
1320   0000     N4, 0
1321   0000     N5, 0
1322   0000     N6, 0
1323   0000     N7, 0
1324   0000     N8, 0
1325   0000     N9, 0
1326   0000     S1, 0
1327   0000     S2, 0
1330   0000     S3, 0
1331   0000     S4, 0
                *0
0000   0000     0
0001   5450     JMP I 50
                *50
0050   1211     1211
                *1350
1350   7000     7000
1351   7000     7000
1352   7000     7000
1353   5207     JMP 1207
```

# - B I B L I O G R A P H I E -


[1] DE FORNEL B. "Machines à courant alternatif alimentées à fréquence variable par convertisseur statique. Etude des ondes de courants et de tensions. Comportement en régimes transitoires." Thèse de Docteur ès Sciences - Toulouse - 30 avril 1976

[2] NOYES D. "Machine asynchrone d'induction alimentée en courant par convertisseurs statiques à fréquence variable. Etude et mise en oeuvre des dispositifs caractéristiques - Stabilité - Régimes transitoires." Thèse de Docteur de Spécialité - Toulouse - 10 juillet 1975

[3] BOIDIN M. "Régulation de vitesse d'une machine asynchrone d'induction. Analyse des régimes transitoires - Etude de la régulation dans le cas d'une alimentation en courant." Thèse de Docteur-Ingénieur - Toulouse - 29 avril 1974

[4] MARTY P. "Convertisseur statique" Tome 1 "Redresseurs et onduleurs non autonomes" Edition 1976 - Polycop. de l'ENSEEIHT

[5] BUHLER H. "Analyse d'une boucle de régulation d'un convertisseur statique de courant fonctionnant comme système d'échantillonnage". Bulletin OERLIKON n° 392/393 (Etude soumise au 4e Congrès IFAC, juin 1969) Varsovie

[6] PERSSON ERIK V. "Calculation of transfer function in grid-controlled converter systems" PROC. IEE, Vol. 117, n° 5 - May 1970

[7] FALLSIDE F. And JACKSON R.D. "Direct digital control of thyristor amplifiers" PROC. IEE, Vol. 116, n° 4, May 1969

[8] THIERRY P. "Contribution à la théorie des systèmes de commande comprenant un redresseur à thyristors". Thèse de Docteur ès Sciences, Toulouse - 2 juillet 1973

[9] HAZELL P.A., FLOWER J.O. "Stability properties of certain thyristor-bridge control systems" Part 1 and Part 2 Proc. IEE, Vol. 117, N° 7 July 1970

[10] HAZELL P.A., FLOWER J.O. 'Theoretical analysis of harmonic instability in a.c. -d.c. convertors Proc. IEE, Vol. 117, N° 9 September 1970

[11] OUMAMAR A. "Application des microprocesseurs à la commande de dispositifs à thyristors - Cas de la commande d'un convertisseur réversible et d'une régulation de courant autoadaptative" Thèse de Docteur-Ingénieur - Nancy - 14 juin 1977

[12] EL-HEFNAWY A.A. "Synthèse et étude des propriétés non linéaires de régulation de courant pour moteurs à courant continu alimentés par des ponts à thyristors" Thèse de Docteur-Ingénieur - Nancy - 30 juin 1977

[13] FOSSARD A. "Compensation par retour d'état" Edition 1978, Polycop. de l'ENSEEIHT

[14] FOSSARD A. "Commande des systèmes multidimensionnels" DUNOD 1972

[15] HAPIOT J.C. "Interface associé au PDP 8/L" Note interne du LEEI-1978

[16] DIGITAL EQUIPMENT CORPORATION "Introduction to programming PDP-8 family computers" PDP-8 Handbook Series - September 1970

[17] KRASOVSKY A.A., POSPIELOV G.S. "Podstawy automatyki i cybernetyki technicznej" WNT, 1965 - Warszawa

[18] WEGRZYN S. "Les bases de l'automatique industrielle" DUNOD - 1965

[19] SEVELY Y. "Systèmes et asservissements linéaires échantillonnés" DUNOD - 1973

[20] DE CARFORT F. et FOULARD C. " Asservissements linéaires continus" DUNOD - 1973

[21] ANGOT A. "Compléments de mathématiques" CNET - 1961

[22] JACKSON R.D., WEATHERBY R.D. "Direct Digital Control of thyristor convertors" IFAC Symposium - Duesseldorf 1974 - Vol. 1

[23] BIELSKIS A.A., DEWAN S.B. "Threshold current regulator with SCR's and RL load" IFAC Symposium - Duesseldorf 1974 - Vol. 1

[24] Mc LAREN S.G. "Direct digital control of thyrisotr drives" IFAC Symposium- Duesseldorf 1974 - Vol. 2

[25] OUMAMAR A., LOUIS J.P. and EL-HEFNAWY A. "Design of an optimal, autoadaptative current loop for DC motor - Realisation with an hybrid device including a microprocessor". IFAC Symposium - Duesseldorf 1977

[26] SCHNEIDER E. "Control of D.C. drives by microprocessors" IFAC Symposium - Duessedorf 1977

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE
DE TOULOUSE

---

# D E C I S I O N

Le Président de l'Institut National Polytechnique de TOULOUSE

VU les dispositions de l'article 11 de l'arrêté du 16 avril 1974 sur le DIPLOME DE DOCTEUR-INGENIEUR

VU le rapport de thèse établi par un des membres du jury

AUTORISE Madame PIETRZAK Maria Danuta épouse DAVID

à présenter une thèse en soutenance pour l'obtention du DIPLOME de DOCTEUR-INGENIEUR devant un jury composé de :

M. MARTY, Professeur à l'I.N.P.T. — Président

M. DE FORNEL, Maître-Assistant à l'I.N.P.T.
M. GAUVRIT, Ingénieur au CERT Toulouse
M. MAIZIERES, Professeur à l'Université de Lille
M. PIERON, Ingénieur à la Sté Ruggieri
M. SURCHAMP, Directeur de Recherche au C.N.R.S.
M. TRANNOY, Professeur à l'I.N.P.T.
— Membres

A TOULOUSE, le 19 octobre 1979
Le Président de l'I.N.P.T.

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE TOULOUSE
MINISTÈRE DES UNIVERSITÉS

Professeur G. MONTEL